

POLSKA AKADEMIA NAUK
INSTYTUT PODSTAWOWYCH PROBLEMÓW TECHNIKI

ARCHIWUM ELEKTROTECHNIKI

TOM VIII · ZESZYT 2

KWARTALNIK

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE
WARSZAWA 1959

SPIS TREŚCI

B. Wdowiak: Ocena ekonomiczności trójfazowych silników indukcyjnych . . .	217
F. Andrzejewski, Z. Orzeszkowski: Wyznaczanie temperatury wirników maszyn asynchronicznych z pomiarów poślizgu . . .	259
J. Bader, A. Balcerzak: Pomiar oporności właściwej gruntu za pomocą metody pomiaru oporności zastępczej . . .	181
J. Bory: O związku między „gramatykami” transformacji całkowitych Laplace'a i Carsona . . .	292
T. Schwartz: Ocena własności stalowniczego pieca łukowego metodą wskaźników prądowych . . .	301
P. Szulkin: Teoria fali powierzchniowej Goubau . . .	313
A. Świt: Bezpośredni pomiar stałej czasu przebiegu wykładniczego . . .	327
Komunikaty	
A. Smoliński, Z. Kaczkowski, M. Żbikowski: Wpływ odkształceń plastycznych na dezakomodację w stalach krzemowych . . .	333
Z. Kaczkowski: Pomiar własności materiałów magnetycznych woltmierzem fazoczułym w zakresie częstotliwości akustycznych . . .	339
R. Wadas: Niektóre właściwości ferrocromitu magnezowego $MgCr_{0,6}Fe_{1,4}O_4$ użytego w izolatorze rezonansowym w pasmie S . . .	344
J. Klamka: Krzemowa dioda warstwowa Al-Si . . .	350
J. Klamka: Diody germanowe wielkiej mocy . . .	351

СОДЕРЖАНИЕ

Б. довиак: Оценка экономичности трехфазных индукционных электродвигателей . . .	217
Ф. Анджеевски, З. Ожешковски: Метод измерения температуры роторов асинхронных машин путем измерения скольжения . . .	259
Е. Бадер, А. Бальцержак: Измерение удельного сопротивления грунта при помощи метода измерения сопротивления замещения . . .	281
Ю. Боры: О связи между „грамматиками” интегральных трансформаций Лапласа и Карсона . . .	292
Т. Шварц: Оценка свойств дуговой сталеварной печи методом показателей токов . . .	301
П. Шулькин: Теория поверхностной волны Губо . . .	313
А. Свит: Непосредственное измерение постоянной времени показательной функции . . .	327
Сообщения	
А. Смолинськи, З. Качковски, М. Жбиковски: Влияние пластических деформаций на дезаккомодацию кремнистых сталей . . .	333
З. Качковски: Измерения свойств магнитных материалов вольтметром фазочувствительным в области акустических частот . . .	339
Р. Вадас: Некоторые свойства магниевого ферро-хромита $MgCr_{0,6}Fe_{1,4}O_4$ использованного в резонансном изоляторе в диапазоне S . . .	344
Е. Клямка: Кремневый слоистый диод Al-Si . . .	350
Е. Клямка: Германиевые диоды большой мощности . . .	351

CONTENTS-SOMMAIRE

B. Wdowiak: Estimate of three-phase induction motors economy . . .	217
F. Andrzejewski, Z. Orzeszkowski: Measurement method of rotor temperature of asynchronous machines based on measuring of slip . . .	259
J. Bader, A. Balcerzak: Measurement of specific earth resistance by measuring of equivalent resistance . . .	281
J. Bory: About relationship between grammars of Laplace and Carson integral transformations . . .	292
T. Schwartz: Estimate of properties of electric arc furnace with the aid of current indices method . . .	301
P. Szulkin: Theory of Goubau surface wave . . .	313
A. Świt: Direct measurement of time constant of exponential transient . . .	327
Communiqué	
A. Smoliński, Z. Kaczkowski, M. Żbikowski: Influence of plastic deformation on the time-decrease of permeability in transformer steel . . .	333
Z. Kaczkowski: Measurements of magnetic properties of materials with the aid of phase-sensitive voltmeter within range of acoustic frequencies . . .	339
R. Wadas: Some properties of magnesium ferro-chromite $MgCr_{0,6}Fe_{1,4}O_4$ used in resonance insulator in the band S . . .	344
J. Klamka: Silicon layered diode Al-Si . . .	350
J. Klamka: German diodes of great power . . .	351

POLSKA AKADEMIA NAUK
INSTYTUT PODSTAWOWYCH PROBLEMÓW TECHNIKI

ARCHIWUM ELEKTROTECHNIKI

TOM VIII • ZESZYT 2

KWARTALNIK

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE
WARSZAWA 1959

R A D A R E D A K C Y J N A

PROF. JANUSZ LECH JAKUBOWSKI, PROF. BOLESŁAW KONORSKI,
PROF. IGNACY MALECKI, PROF. WITOLD NOWICKI, PROF. STANISŁAW SZPOR,
PROF. PAWEŁ SZULKIN

K O M I T E T R E D A K C Y J N Y

Redaktor Naczelny

PROF. JANUSZ GROSZKOWSKI

Z-ca Redaktora Naczelnego

PROF. PAWEŁ NOWACKI

Sekretarz

WACŁAW ZWOLAKOWSKI

PRINTED IN POLAND

COPYRIGHT BY
PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE
WARSZAWA 1958

ADRES REDAKCJI:

Warszawa, ul. Koszykowa 75, Politechnika,
Zakład Radiotechniki, tel. 8.32.04 lub 8.87.40
Redakcja czynna: poniedziałki, środy i piątki

Państwowe Wydawnictwo Naukowe - Dział Czasopism
Warszawa, Młodowa 10

Nakład 770+130 egz.	Do składania 29 IV 1959
Ark. wyd. 9, druk. 8,75	Podpisano do druku 21 IX 1959
Papier druk. sat. 70 g IV kl. 70×100/16	Druk ukończ. we wrześniu 1959
Cena zł 30,—	F-8 - Zamówienie 355/152

POZNAŃSKA DRUKARNIA NAUKOWA — POZNAŃ, FREDRY 10

621.3.025.3:621.313.333.003.13

B. WDOWIAK

Ocena ekonomiczności trójfazowych silników indukcyjnych

Rękopis dostarczono 16. 5. 1958 r.

Przedstawiono nową metodę oceny ekonomiczności trójfazowych silników indukcyjnych opartą na analizie wartości wskaźnika kosztu użytkowania silnika, wyrażającego koszt wyprodukowania przez silnik energii mechanicznej o wartości jednostkowej.

Wprowadzono pojęcie sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika indukcyjnego, wyrażające łączny wpływ sprawności i współczynnika mocy na ekonomiczność przetwarzania energii w silniku. W rozwinięciu teorii sprawności ekonomicznej oraz przy odpowiednim zastosowaniu nowej metody Dubickiego obliczania trójfazowych silników indukcyjnych podano sposób określania optymalnej sprawności ekonomicznej.

Przeprowadzono obliczenia przy zastosowaniu metody dyskonta mające m. in. na celu zbadanie wpływu struktury cen materiałów czynnych i energii elektrycznej na wartość wskaźnika kosztu użytkowania silnika oraz na optymalną wartość sprawności ekonomicznej jego eksploatacji.

1. WPROWADZENIE

Ocena konstrukcji trójfazowego silnika indukcyjnego stanowi zagadnienie bardzo skomplikowane ze względu na różnorodność możliwych do zastosowania metod i kryteriów oceny. Silnik indukcyjny o określonej mocy, budowie, napięciu i liczbie par biegunów zaprojektować można przy zastosowaniu wielu rozwiązań konstrukcyjnych różniących się pomiędzy sobą wymiarami geometrycznymi obwodu magnetycznego silnika, rodzajem i danymi technicznymi uzwojeń, systemem wentylacji, rodzajem i technologicznością konstrukcji poszczególnych części silnika a wreszcie parametrami eksploatacyjnymi: sprawnością, współczynnikiem mocy i przeciężalnością momentu.

Spośród prac opublikowanych w ostatnich latach, zajmujących się zagadnieniami racjonalnego i świadomego ostatecznych rezultatów projektowania silników indukcyjnych do najciekawszych należą prace B. Dubickiego [1], F. Kade [2], H. S. Kozłowskiego [5] i J. M. Postnikowa [7].

Wyprowadziwszy ogólne prawo wzrostu wielofazowego silnika indukcyjnego Kade [2] przedstawia ocenę przeprowadzonego porównania dwóch

rozwiązań konstrukcyjnych trójfazowego silnika indukcyjnego o tej samej mocy i liczbie par biegunów, różniących się pomiędzy sobą wymiarami geometrycznymi obwodu magnetycznego a w szczególności długością żelaza czynnego. Wykazuje, że przy rozpatrywanych założeniach drogą zmniejszenia obciążeń elektromagnetycznych i związanego z tym wzrostu iloczynu D^2l (a więc objętości wirnika i całego silnika) uzyskać można poprawę współczynnika sprawności silnika przy jednoczesnym wzroście ciężaru materiałów czynnych a więc i kosztu własnego produkcji silnika. Autor stwierdzając, że nie można powiedzieć z góry czy bardziej ekonomiczny jest droższy silnik o wyższej sprawności, czy też tańszy silnik o zwiększonych stratach, wyraża przypuszczenie, że w większości przypadków różnica pomiędzy obu rozwiązaniami będzie pomijalnie mała.

Odróżniając pojęcie ekonomiczności kształtu maszyny, będącego miarą osiągalnej przy danym kształcie ekonomiczności od szerszego pojęcia ekonomiczności maszyny, charakteryzującego ekonomiczność maszyny przy określonej mocy i obciążeniach elektromagnetycznych, w wyłożonej teorii optymalnych kształtów maszyn indukcyjnych Kozłowski [5] pomija wpływ współczynnika mocy silnika, uważając, że kształt rdzenia obrany podaną przez autora metodą jako najlepszy ze względu na ekonomiczność i na straty, można z dostateczną dokładnością uważać za dobry również ze względu na współczynnik mocy silnika. Uwzględnienie współczynnika mocy w prowadzonych rozważaniach nie byłoby więc zdaniem autora wytłumaczone potrzebą a ponadto wymagałoby ustalenia łącznego wpływu współczynnika sprawności i współczynnika mocy na koszt eksploatacji silnika.

W pracy poświęconej zagadnieniom doboru optymalnych wymiarów geometrycznych maszyn elektrycznych Postnikow [7] dążąc do określenia optymalnego z ekonomicznego punktu widzenia stosunku między kosztem strat w maszynie a kosztem materiałów zużytych na jej wykonanie wykazuje, że gdy stosunek ten osiąga określoną, stałą w przybliżeniu dla wszystkich maszyn wartość (określony przez autora optymalny stosunek wynosi 3), „rzeczywisty sprowadzony koszt maszyny“ — wyrażający sumę kosztu materiałów łącznie z kosztem obróbki oraz sprowadzonego do kosztu materiałów kosztu strat energii — osiąga minimum.

W opublikowanej ostatnio pracy Dubicki [1] przedstawia nową, oryginalną metodę obliczania trójfazowych silników indukcyjnych asynchronicznych umożliwiającą dla danej mocy silnika i liczby par biegunów określenie zasadniczych wymiarów silnika tak, aby przy jak najmniejszym koszcie zużytych materiałów uzyskać można było założone parametry eksploatacyjne: sprawność, współczynnik mocy i przeciążalność.

Autor niniejszej pracy przedstawiając metodę oceny ekonomiczności trójfazowych silników indukcyjnych przy pomocy analizy wskaźnika

kosztu użytkowania silnika podjął ponadto próbę bliższego naświetlenia następujących zagadnień:

1. zbadanie wpływu zmian wysokości kosztu wytwarzania silnika i kosztu jego eksploatacji na wartość sumy obu wymienionych kosztów,

2. określenie optymalnego stosunku kosztu eksploatacji silnika do kosztu jego wytwarzania, przy którym wskaźnik kosztu użytkowania silnika osiąga wartość najmniejszą,

3. ustalenie zależności ujmującej łącznie wpływ współczynnika sprawności i współczynnika mocy na koszt eksploatacji silnika z równoczesnym zbadaniem wpływu jaki na ten koszt wywiera każdy ze wspomnianych współczynników oddzielnie.

Wyjaśnienie poruszonych zagadnień umożliwia opracowana przez autora teoria sprawności ekonomicznej trójfazowego silnika indukcyjnego oraz wyniki przeprowadzonych przykładów obliczeniowych, wykonanie których bez nadmiernego nakładu czasu stało się możliwe dzięki odpowiedniemu zastosowaniu do powstałych potrzeb nowej metody obliczania silników indukcyjnych opracowanej przez Dubickiego [1].

Szersze omówienie niektórych spośród poruszanych w dalszym ciągu zagadnień a zwłaszcza obszerne obliczenia przykładowe zostały przez autora zamieszczone w oddzielnej pracy [9].

2. PODSTAWOWE KRYTERIUM OCENY EKONOMICZNOŚCI SILNIKÓW ELEKTRYCZNYCH

Zadaniem silnika elektrycznego jest dostarczenie dla potrzeb jego użytkownika w ciągu okresu eksploatacji określonej ilości energii w postaci odbieranej na wale silnika energii mechanicznej.

Wyprodukowana w każdym roku energia mechaniczna przedstawia określoną wartość, którą wyrazić można w dowolnie przyjętych jednostkach walutowych. Wartość wyprodukowanej energii w ciągu całego okresu eksploatacji silnika oblicza się stosując rachunkową metodę dyskonta jako rachunku procentu składanego dla obowiązującej stopy rocznego oprocentowania. Tak więc, jeżeli w ciągu T lat okresu eksploatacji silnika wartość wyprodukowanej energii mechanicznej w kolejnych latach wyniesie $W_{m_1}, W_{m_2}, W_{m_3} \dots W_{m_T}$ to przy rocznym oprocentowaniu r i współczynnikiem dyskontowym

$$d = 1 + \frac{r}{100} \quad (1)$$

całkowita, zdyskontowana wartość energii mechanicznej W_{m_c} , wyprodukowanej przez okres eksploatacji silnika wyniesie

$$W_{m_c} = \frac{W_{m_1}}{d} + \frac{W_{m_2}}{d^2} + \frac{W_{m_3}}{d^3} + \dots + \frac{W_{m_T}}{d^T} = \sum_{l=1}^{l=T} \frac{W_{m_l}}{d^l} \quad (2)$$

Eksplotacja silnika elektrycznego związana jest z powstawaniem rocznych kosztów $K_{e_1}, K_{e_2}, K_{e_3} \dots K_{e_T}$. Stosując metodę dyskonta dla obliczenia sumy kosztów powstałych dla użytkownika w ciągu T lat eksploatacji silnika, całkowity zdyskontowany koszt eksploatacji silnika K_{e_c} , odniesiony do momentu rozpoczęcia okresu eksploatacji wyraża wzór

$$K_{e_c} = \frac{K_{e_1}}{d} + \frac{K_{e_2}}{d^2} + \frac{K_{e_3}}{d^3} + \dots + \frac{K_{e_T}}{d^T} = \sum_{l=1}^{l=T} \frac{K_{e_l}}{d^l} \quad (3)$$

Nakłady inwestycyjne K_i ponoszone przez użytkownika do momentu oddania silnika do eksploatacji obejmują koszty nabycia, zainstalowania i rozruchu silnika oraz ewentualnego wyposażenia pomocniczego niezbędnego do pracy silnika. W przypadku silnika elektrycznego nie ma potrzeby stosowania dyskonta, gdyż wyprodukowanie, zainstalowanie i uruchomienie silnika odbywa się na ogół w ciągu stosunkowo krótkiego czasu poniżej jednego roku, a nakłady poniesione poprzednio przez wytwórcę na opracowanie dokumentacji silnika powinny być zdyskontowane w prawidłowo ustalonej cenie zbytu silnika i ewentualnego wyposażenia dodatkowego.

Łączna, całkowita wysokość nakładów inwestycyjnych i eksploatacyjnych K_c dla silnika elektrycznego poniesionych w okresie jego eksploatacji i sprowadzona do momentu rozpoczęcia okresu eksploatacji silnika wyniesie:

$$K_c = K_i + K_{e_c} \quad (4)$$

lub przy uwzględnieniu wzoru (3)

$$K_c = K_i + \sum_{l=1}^{l=T} \frac{K_{e_l}}{d^l} \quad (5)$$

Interes całokształtu gospodarki narodowej wymaga, aby określone efekty produkcyjne były uzyskiwane przy zastosowaniu możliwie najmniejszych, łącznych nakładów inwestycyjnych i eksploatacyjnych. W przypadku silnika elektrycznego prawidłową ocenę w jakim stopniu postawione wymagania zostały spełnione, a więc ocenę ekonomiczności silnika umożliwia wprowadzenie pojęcia wskaźnika kosztu użytkowania silnika

$$\varepsilon = \frac{K_c}{W_{m_c}}, \quad (6)$$

wyrażającego stosunek łącznej wysokości nakładów inwestycyjnych i zdyskontowanych nakładów eksploatacyjnych do zdyskontowanej wartości wyprodukowanej przez silnik w okresie jego eksploatacji energii mechanicznej. Z ekonomicznego punktu widzenia wskaźnik kosztu użytkowania

silnika wyraża koszt jaki użytkownik silnika ponieść musi w okresie jego eksploatacji dla wyprodukowania przez silnik energii mechanicznej o wartości jednostkowej (np. 1 zł.). Wskaźnik ε po uwzględnieniu wzorów (2) i (5) przyjmie postać

$$\varepsilon = \frac{K_i + \sum_{l=1}^{l=T} \frac{K_{e_l}}{d^l}}{\sum_{l=1}^{l=T} \frac{W_{m_l}}{d^l}} \quad (7)$$

Jeżeli roczne wartości wyprodukowanej przez silnik energii mechanicznej osiągają w poszczególnych latach tę samą wysokość W_m , a roczne koszty eksploatacji K_e utrzymują się również na stałym poziomie to wzór (7) określający wskaźnik kosztu użytkowania silnika, po uwzględnieniu wzorów (2) i (3) przyjmie postać

$$\varepsilon = \frac{K_i}{W_m} \frac{1}{\sum_{l=1}^{l=T} d^{-l}} + \frac{K_e}{W_m} \quad (8)$$

lub po wprowadzeniu oznaczenia dla współczynnika odpisu rozwojowego R uwzględniającego odpisy na akumulację socjalistyczną

$$R = \frac{1}{\sum_{l=1}^{l=T} d^{-l}} = \frac{d^T}{\sum_{l=1}^{l=T} d^{l-1}}, \quad (9)$$

$$\varepsilon = \frac{K_i}{W_m} R + \frac{K_e}{W_m} \quad (10)$$

Wzory te wskazują, że wskaźnik kosztu użytkowania silnika ε stanowi sumę

$$\varepsilon = \varepsilon_k + \varepsilon_e, \quad (11)$$

wskaźnika kosztu silnika ε_k

$$\varepsilon_k = \frac{K_i}{W_m} R \quad (12)$$

i wskaźnika kosztu eksploatacji silnika ε_e

$$\varepsilon_e = \frac{K_e}{W_m} \quad (13)$$

Wzajemny stosunek wartości wskaźnika kosztu eksploatacji do wskaźnika kosztu silnika określa wzór

$$\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_k} = \frac{K_e}{K_i} R^{-1}. \quad (14)$$

Z pojęciem wskaźnika kosztu użytkowania silnika ε wiąże się pojęcie wskaźnika ekonomiczności silnika

$$\sigma = \frac{W_{m_c} - K_c}{W_{m_c}}, \quad (15)$$

pozwalające na ocenę w stosunku do wartości wyprodukowanej przez silnik energii mechanicznej wartości produkcji zmniejszonej o wartość poniesionych dla jej uzyskania nakładów inwestycyjnych i kosztów eksploatacyjnych. Wskaźnik ekonomiczności silnika jest więc miarą pewnego rodzaju sprawności ekonomicznej użytkowania silnika i analogią do powszechnie znanego pojęcia sprawności silnika jako stosunku mocy oddawanej do mocy pobieranej.

Przekształcenie wzoru (15) w oparciu o wzór (6) prowadzi do postaci

$$\sigma = 1 - \varepsilon, \quad (16)$$

wyrażającej zależność pomiędzy wskaźnikiem ekonomiczności silnika a wskaźnikiem kosztu jego użytkowania.

3. KOSZT UŻYTKOWANIA SILNIKA INDUKCYJNEGO

Ocenę ekonomiczności silników indukcyjnych przeprowadzać będziemy w oparciu o analizę kosztu własnego produkcji K dla każdego silnika oraz kosztu jego eksploatacji $K_e R^{-1}$ w okresie użytkowania silnika. Oba te koszty łącznie nazywać będziemy *kosztem użytkowania silnika* K_u i wyrażać wzorem

$$K_u = K + K_e \cdot R^{-1}. \quad (17)$$

Dla silników o tej samej klasie izolacji uzwojeń koszt własny silnika K określać można w oparciu o koszt zużytych brutto materiałów czynnych ze wzoru

$$K = \frac{1}{u} G_{Cu} \left(\frac{G_{Fe}}{G_{Cu}} + \frac{c_{Cu}}{c_{Fe}} \right) \cdot c_{Fe}, \quad (18)$$

gdzie

- G_{Fe}, G_{Cu} — ciężary brutto żelaza czynnego i miedzi silnika,
 c_{Fe}, c_{Cu} — ceny jednostkowe blachy elektrotechnicznej i drutu nawojowego,
 u — liczba określająca stosunek kosztu materiałów czynnych w silniku do jego kosztu własnego.

Koszt eksploatacji silnika rozumieć będziemy jako sumę strat energii czynnej w silniku oraz kosztu energii biernej pobranej przez silnik w pewnym okresie czasu. Roczny koszt eksploatacji K_e silnika indukcyjnego obciążonego mocą P kilowatów w ciągu h godzin w roku przy współczynniku mocy $\cos \varphi$ i sprawności η określić więc można ze wzoru:

$$K_e = P \frac{1-\eta}{\eta} h \gamma_{en} c_{en} + \frac{P}{\eta} \operatorname{tg} \varphi h \gamma_{en} c_{en} b = \frac{P}{\eta} h \gamma_{en} c_{en} (1 - \eta + b \operatorname{tg} \varphi), \quad (19)$$

gdzie

- c_{en} — koszt własny energii czynnej za 1 kWh,
 b — stosunek kosztu 1 kVA $\cdot$ h energii biernej do kosztu 1 kWh energii czynnej,
 γ_{en} — współczynnik kosztu energii czynnej, zależny od czasu trwania poboru przez silnik energii z sieci.

Obciążenie silnika w czasie pracy nie jest stałe i ulega zmianom i wahanom w zależności od cyklu produkcyjnego urządzenia napędzanego oraz od stopnia wykorzystania silnika. Roczny koszt eksploatacji silnika określać więc należy jako sumę odpowiedniej liczby kosztów eksploatacji obliczonych oddzielnie dla każdego z przyjętych obciążeń występujących w pewnym okresie czasu.

Wśród parametrów wpływających na powstanie określonego rocznego kosztu eksploatacji silnika decydujące znaczenie dla kosztu tego mają wartości współczynnika mocy i sprawności silnika — zarówno ich wartości znamionowe jak i przebieg ich wraz ze zmianą obciążenia. Wpływ tych parametrów, które w znacznym stopniu zależą od konstruktora, wzmacnia się lub osłabia w zależności od obowiązującego w okresie użytkowania silnika kosztu energii elektrycznej.

Dla celów oceny porównawczej silników i serii silników wygodnie jest oprzeć się na przeciętnym koszcie zakupu energii czynnej przez odbiorcę. Projekt nowej taryfy energii elektrycznej dla odbiorców przemysłowych [3] pozwala na określenie przybliżonej zależności kosztu zakupu 1 kWh energii czynnej C_{en} pobranej przez silnik w czasie h godzin w ciągu roku poboru przez silnik energii z sieci przy koszcie własnym c_{en} jednostki energii czynnej

$$C_{en} = \gamma_{en} \cdot c_{en}, \quad (20)$$

gdzie współczynnik kosztu energii czynnej

$$\gamma_{en} = 1 + \frac{1200}{h} \quad (21)$$

Wartość liczbową 1200 przyjęta jest w założeniu, że miesięczna łączna opłata stała za jednostkę zamówionej mocy pozornej i za jednostkę obrachunkowej mocy czynnej jest liczbowo 100 razy większa od kosztu własnego c_{en} za jednostkę pobranej energii czynnej.

Przeprowadzając porównawczą ocenę poszczególnych silników należy uwzględnić również, która konstrukcja w tych samych warunkach pracy silnika powoduje mniejszy pobór energii biernej. W obliczeniach kosztu eksploatacji silników uznano, że wartość liczbową współczynnika b określać możemy w oparciu o wartość liczbową współczynnika, stosowanego w energetyce przy obliczaniu ekonomicznej efektywności urządzeń kompensacyjnych, zwanego energetycznym równoważnikiem mocy biernej. Analiza podawanych w literaturze wartości liczbowych energetycznego równoważnika mocy biernej wykazuje, że zmieniają się one w zależności od współczynnika mocy w przybliżeniu proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego funkcji $\lg \varphi$.

W dalszym ciągu przyjęto więc następującą zależność

$$b = \beta \lg^{1/2} \varphi \quad (22)$$

Wartości współczynnika kosztu energii biernej β dobrane odpowiednio w oparciu o wartości liczbowe energetycznego równoważnika mocy biernej będą praktycznie stałe niezależnie od obciążenia i współczynnika mocy systemu oraz miejsca poboru mocy z systemu przez rozpatrywany silnik. Dla warunków krajowych i przeciętnych wartości współczynnika mocy wartości współczynnika β będą się mieścić w granicach 0,04—0,05 dla silników wysokiego i w granicach 0,07—0,08 dla silników niskiego napięcia.

Roczny koszt eksploatacji silnika określony wzorem (19) przyjmie więc postać

$$K_e = \frac{P}{\eta} h \gamma_{en} c_{en} (1 - \eta + \beta \lg^{3/2} \varphi), \quad (23)$$

z której korzystać będziemy w dalszym ciągu przy przeprowadzaniu obliczeń kosztu eksploatacji silników.

4. SPRAWNOŚĆ EKONOMICZNA EKSPLOATACJI SILNIKA INDUKCYJNEGO

Jeżeli koszt eksploatacji silnika wyznaczony przy pomocy wzoru (19), z uwzględnieniem wzoru (20) obliczymy dla jednej godziny pracy silnika przy dowolnym obciążeniu określonym parametrami η i $\cos \varphi$ i odniesiemy ten koszt do 1 kWh energii wydanej przy tym obciążeniu przez silnik otrzymamy stosunek

$$k_w = \frac{C_{en}(1 - \eta + b \operatorname{tg} \varphi)}{\eta}, \quad (24)$$

wyrażający koszt wytwarzania 1 kWh energii mechanicznej wydanej przez silnik przy obciążeniu określonym parametrami η i $\cos \varphi$ ocenianego silnika, które wyznaczyć można z krzywych przebiegu sprawności i współczynnika mocy silnika w zależności od obciążenia.

Ze wzoru (24) wynika, że dla określonego kosztu zakupu 1 kWh elektrycznej energii czynnej C_{en} koszt wytwarzania 1 kWh energii mechanicznej wydanej przez silnik zależy od wartości współczynnika

$$\varrho = \frac{1 - \eta + b \operatorname{tg} \varphi}{\eta} = \frac{k_w}{C_{en}} = \frac{1 - \eta + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi}{\eta}, \quad (25)$$

który nazywać będziemy współczynnikiem kosztu eksploatacji. Współczynnik ten wyraża jakie straty energii związane są z otrzymaniem jednostki energii mechanicznej na wale.

Jak wynika ze wzoru (24), koszt wytwarzania 1 kWh (k_w) rozpatrywanego silnika zależy od stopnia jego obciążenia za pośrednictwem parametrów η i $\operatorname{tg} \varphi$ podczas gdy koszt zakupu (C_{en}) 1 kWh energii elektrycznej pobranej nie zależy od obciążenia silnika. Koszt 1 kWh energii wydanej przez silnik przy danym obciążeniu pod postacią energii mechanicznej wyniesie więc $C_{en} + k_w$ i zależny będzie od stopnia obciążenia silnika. Zrozumiałe jest przy tym, że im koszt 1 kWh energii wydanej przy danym obciążeniu będzie bliższy kosztu zakupu 1 kWh energii pobranej przez silnik, tym tańsze będzie przetwarzanie energii, tym więc ekonomiczniej pracować będzie silnik.

Ekonomiczność przetwarzania energii w silniku przy określonym obciążeniu wyrazić można wprowadzając nowe pojęcie współczynnika sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika:

$$\eta_{ek} = \frac{C_{en}}{C_{en} + k_w}. \quad (26)$$

η_{ek} wyraża stosunek kosztu zakupu 1 kWh energii elektrycznej do kosztu 1 kWh energii wydanej przez silnik przy danym obciążeniu pod postacią energii mechanicznej. Korzystając z zależności określonych wzorem (25) współczynnik sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika można wyrazić w następujący sposób

$$\eta_{ek} = \frac{1}{1 + \frac{k_w}{C_{en}}} = \frac{1}{1 + \varrho} = \frac{\eta}{1 + b \operatorname{tg} \varphi} = \frac{\eta}{1 + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi}. \quad (27)$$

Proste przekształcenie trygonometryczne wzoru (27) pozwala wyrazić współczynnik sprawności ekonomicznej silnika w postaci

$$\eta_{ek} = \frac{\eta \cos \varphi}{\cos \varphi + b \sin \varphi} = \frac{\eta \cos^{3,2} \varphi}{\cos^{3,2} \varphi + \beta \sin^{3,2} \varphi} \quad (28)$$

wykazującej, że spotykane niekiedy tendencje obliczania silników indukcyjnych tak, aby uzyskać maksymalną wartość iloczynu $\eta \cos \varphi$ w z-a kresie obciążeń najczęściej występujących podczas pracy silnika, nie są jednoznaczne z ekonomicznie uzasadnionym dążeniem do osiągnięcia w danych warunkach maksymalnej sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika.

Rozpatrując wzór (27) można spostrzec, że współczynnik sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika jest iloczynem współczynnika sprawności silnika η rozumianej jako stosunek mocy czynnych wydawanej do pobieranej przez współczynnik η_b , a więc

$$\eta_{ek} = \eta \cdot \eta_b, \quad (29)$$

gdzie

$$\eta_b = \frac{1}{1 + b \operatorname{tg} \varphi} = \frac{1}{1 + \beta \operatorname{tg}^{3,2} \varphi}. \quad (30)$$

Współczynnik η_b pozwala na określenie stopnia w jakim następuje zmniejszenie się sprawności ekonomicznej przy pracy silnika ze współczynnikiem mocy mniejszym od jedności w stosunku do sprawności ekonomicznej jaką posiadałby silnik, gdyby mógł pracować przy współczynniku mocy równym jedności. Współczynnik η_b wyraża przy tym wartość liczbową sprawności ekonomicznej silnika idealnego bez strat ($\eta=1$) jaką posiadałby on pracując przy rozpatrywanym współczynniku mocy $\cos \varphi$.

Wprowadzenie pojęcia sprawności ekonomicznej silnika i związanego z nią współczynnika kosztu eksploatacji oraz współczynnika η_b wiąże w sposób wyraźny wpływ zarówno sprawności jak i współczynnika mocy na ekonomiczność przetwarzania energii w silniku indukcyjnym, co nie znajduje należytego odzwierciedlenia w literaturze.

Zbadanie przebiegu charakterystyki sprawności ekonomicznej obliczanej dla różnych obciążeń silnika pozwala z jednej strony na stwierdzenie dla jakiego obciążenia występuje maksimum sprawności ekonomicznej eksploatacji rozpatrywanego silnika, z drugiej zaś strony przy obliczaniu lub przeliczaniu silnika wskazać może kierunek zmian prowadzących do uzyskania maksimum sprawności ekonomicznej w zakresie obciążeń najczęściej występujących podczas pracy silnika.

Porównanie przebiegu charakterystyk sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika oraz wartości maksymalnej sprawności ekonomicznej np. dla silników o różnych prędkościach obrotowych przy danym napięciu

i wymaganej wartości momentu obrotowego lub mocy na wale ułatwić powinno wybór najbardziej ekonomicznego typu silnika dla rozpatrywanego napędu.

Wyznaczając ze wzoru (27) współczynnik

$$\varrho = \frac{1 - \eta_{ek}}{\eta_{ek}} \quad (31)$$

stwierdzamy, że współczynnik kosztu eksploatacji oznacza również względne straty ekonomiczne eksploatacji silnika przy danej sprawności ekonomicznej η_{ek} . Operowanie pojęciem współczynnika kosztu eksploatacji jest więc szczególnie celowe dla przedstawienia we właściwym świetle rzeczywistych efektów gospodarczych jakie wynikają ze zmiany sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika. Uzyskanie bowiem poprawy współczynnika sprawności ekonomicznej przy pewnym obciążeniu silnika o 0,01 np. z wartości 0,85 do wartości 0,86 oznacza wzrost o 1,18%, oznacza to jednak również zmniejszenie względnych strat ekonomicznych eksploatacji silnika, obliczonych wg wzoru (31) od wartości 0,177 do wartości 0,163 a więc o 7,9%. Ta ostatnia liczba daje właściwy wyraz oszczędności gospodarczych uzyskanych z poprawy sprawności ekonomicznej. Zrozumiałe jest bowiem, że głównym celem było przy tym zmniejszenie strat ekonomicznych, co w konsekwencji dopiero wyraża się poprawą sprawności ekonomicznej.

Podobnie, choć jeszcze wyraźniej ze względu na większe wartości przedstawia się sprawa przy zmianie sprawności silnika η . Zmniejszenie sprawności silnika (np. wskutek złego wykonania lub zastosowania gorszych materiałów) o 0,01 np. z 0,94 do 0,93 oznacza pogorszenie sprawności o 1,06% lecz jednocześnie wzrost względnych strat mocy z 0,064 do 0,075 a więc aż o 17,2%.

5. WSKAŹNIK KOSZTU UŻYTKOWANIA SILNIKA INDUKCYJNEGO

Roczny koszt eksploatacji K_e silnika indukcyjnego określony wzorami (19) i (23) z uwzględnieniem zależności wyrażającej współczynnik kosztu eksploatacji (wzór 25) wynosi

$$K_e = Ph \gamma_{en} c_{en} \varrho. \quad (32)$$

W ciągu roku pracy przy rozpatrywanym obciążeniu silnik wytworzył Ph kWh energii mechanicznej przy sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika η_{ek} , określonej wzorem (27). Z definicji sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika (wzór 26) wynika, że koszt 1 kWh energii mechanicznej wydanej przez silnik indukcyjny jest równy kosztowi zakupu 1 kWh elektrycznej energii czynnej podzielonemu przez sprawność ekonomiczną eksploatacji silnika:

$$C_{en} + k_w = \frac{C_{en}}{\eta_{ek}}. \quad (33)$$

Wartość wytworzonej przez silnik w ciągu roku energii mechanicznej W_m z uwzględnieniem wzorów (33) i (20) wyniesie więc

$$W_m = Ph \frac{\gamma_{en} C_{en}}{\eta_{ek}}. \quad (34)$$

Wskaźnik kosztu silnika ε_k określić obecnie można według wzoru (12) z uwzględnieniem wzoru (34)

$$\varepsilon_k = \frac{K}{W_m} R = \frac{KR \eta_{ek}}{Ph \gamma_{en} C_{en}}. \quad (35)$$

Ze wzoru tego wynika, że wartość wskaźnika kosztu dowolnego silnika pracującego przy określonym obciążeniu (stałe K , R , η_{ek} , P , c_{en}) zależy od czasu h pracy silnika w ciągu roku przy danym obciążeniu zarówno bezpośrednio jak i poprzez współczynnik kosztu energii czynnej γ_{en} (wzór 21). Wartość omawianego wskaźnika maleje przy tym ze wzrostem czasu h pracy silnika w ciągu roku odwrotnie proporcjonalnie do wartości iloczynu $h \gamma_{en}$.

Wyrażając koszt własny silnika K wzorem (18) wzór (35) przyjmie postać

$$\varepsilon_k = \frac{R \eta_{ek}}{Ph \gamma_{en}} \frac{G_{Cu}}{u} \left(\frac{G_{Fe}}{G_{Cu}} - \frac{c_{Cu}}{c_{Fe}} \right) \frac{c_{Fe}}{c_{en}}, \quad (36)$$

określającą wskaźnik kosztu silnika w zależności m. in. od stosunku cen miedzi i żelaza oraz stosunku ceny żelaza do kosztu c_{en} czynnej energii elektrycznej, co jest szczególnie dogodne ze względu na uniezależnienie wyników obliczeń od aktualnych wartości cen materiałów czynnych i energii elektrycznej oraz od określonej jednostki walutowej.

Wskaźnik kosztu eksploatacji silnika ε_e określić można według wzoru (13) z uwzględnieniem wzorów (32) i (34) oraz wzoru (31)

$$\varepsilon_e = \frac{K_e}{W_m} = \rho \eta_{ek} = 1 - \eta_{ek}. \quad (37)$$

Wartość wskaźnika kosztu eksploatacji silnika zależy jedynie od wartości sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika.

Wskaźnik kosztu użytkowania silnika ε , stanowiący sumę wskaźnika ε_k (wzór 35 lub 36) i wskaźnika ε_e (wzór 37) wyrazić można więc wzorem

$$\varepsilon = \frac{KR \eta_{ek}}{Ph \gamma_{en} C_{en}} + 1 - \eta_{ek} \quad (38)$$

lub

$$\varepsilon = \frac{R \eta_{ek}}{Ph \gamma_{en}} \frac{G_{Cu}}{u} \left(\frac{G_{Fe}}{G_{Cu}} + \frac{c_{Cu}}{c_{Fe}} \right) \frac{c_{Fe}}{c_{en}} + 1 - \eta_{ek}. \quad (39)$$

Wzajemny stosunek wskaźnika kosztu eksploatacji do wskaźnika kosztu silnika wyrażony jako iloraz wskaźnika ε_e (wzór 37) przez wskaźnik ε_k (wzór 35 lub 36) z uwzględnieniem wzoru (31) przyjmie postać:

$$\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_k} = \frac{Ph \gamma_{en} c_{en} \varrho}{KR} \quad (40)$$

lub

$$\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_k} = \frac{Ph \gamma_{en} u \varrho}{R G_{Cu} \left(\frac{G_{Fe}}{G_{Cu}} + \frac{c_{Cu}}{c_{Fe}} \right) \frac{c_{Fe}}{c_{en}}}. \quad (41)$$

Wartość stosunku obu wskaźników dla danego obciążenia rozpatrywanego silnika zależy — podobnie jak wartość wskaźnika kosztu silnika — od czasu pracy silnika w ciągu roku, zmieniając się proporcjonalnie do wartości iloczynu $h \gamma_{en}$.

6. WZORY DO OBLICZANIA WSKAŹNIKÓW KOSZTU UŻYTKOWANIA SILNIKÓW I SERII SILNIKÓW INDUKCYJNYCH

Trójfazowy silnik indukcyjny stanowi zwykle element określonej serii silników, w której moce znamionowe poszczególnych typów tworzą przy pewnej liczbie biegunów i przy pewnym napięciu ciąg

$$P_1, P_2, P_3 \dots P_{x-1}, P_x.$$

Konsekwencją istnienia ciągu mocy znamionowych jest to, że odbiorca, któremu potrzebny jest silnik o mocy P_{rzx} pośredniej pomiędzy dwoma mocami znamionowymi występującymi w ciągu, musi zainstalować silnik o najbliższej mocy znamionowej zazwyczaj większej od żądanej. W obliczeniach wskaźników kosztu użytkowania silników serii jako pełne obciążenie silnika, ze względu na istnienie ciągu mocy, przyjmować więc będziemy obciążenie mocą P_{rzx} , a nie mocą znamionową P_x .

6.1. Roczny koszt eksploatacji

Do obliczeń założymy, że silnik o mocy znamionowej P_x pracuje w ciągu h_x godzin w roku, przy tym przez okres stanowiący t'_x w stosunku do całkowitego czasu pracy w roku h_x ze względnym obciążeniem wynoszącym n'_x w stosunku do pełnego obciążenia mocą P_{rzx} , w ciągu okresu t''_x ze względnym obciążeniem n'_x itd.

Z krzywych przebiegu sprawności i współczynnika mocy w zależności od obciążenia dla poszczególnych silników odczytamy wartości sprawności

i współczynnika mocy odpowiadające różnym założonym stopniom obciążenia

$$\eta'_x, \eta''_x \dots \text{ oraz } \cos \varphi'_x, \cos \varphi''_x \dots$$

Poza tym jeśli silnik przez pewną liczbę godzin w roku pracuje przy biegu jałowym należy jeszcze uwzględnić

t_{0x} — stosunek liczby godzin w roku biegu jałowego silnika do całkowitego czasu pracy silnika w ciągu roku h_x ,

p_{0x} — straty silnika przy biegu jałowym wyrażone w postaci stosunku do mocy P_{rx} oraz

$\cos \varphi_{0x}$ — współczynnik mocy przy biegu jałowym.

Łączny koszt strat energii czynnej oraz pobranej przez silnik energii biernej poniesiony w ciągu roku pracy silnika przy danym rozkładzie obciążenia obliczymy jako sumę kosztów eksploatacji określanych dla poszczególnych obciążeń zgodnie ze wzorem (23) z uwzględnieniem wzoru (25). Roczny koszt eksploatacji K_{ex} typu x silnika określa więc wzór

$$K_{ex} = P_{rx} h_x \gamma_{en_x} C_{en} [p_{0x} t_{0x} (1 + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi_{0x}) + n'_x t'_x \varphi'_x + n''_x t''_x \varphi''_x + \dots]. \quad (42)$$

Wprowadzając oznaczenia

$$E_x = P_{rx} h_x \gamma_{en_x} C_{en} \quad (43)$$

oraz

$$f(t, n, \varrho)_x = p_{0x} t_{0x} (1 + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi_{0x}) + n'_x t'_x \varphi'_x + n''_x t''_x \varphi''_x + \dots \quad (44)$$

wzór na roczny koszt eksploatacji dowolnego typu x silnika przyjmie postać

$$K_{ex} = E_x f(t, n, \varrho)_x. \quad (45)$$

Przy porównywaniu serii silników indukcyjnych trzeba uwzględnić fakt, że nie wszystkie silniki w serii mogą być optymalnie zaprojektowane. Aby więc powiedzieć, którą serię jako całość uznać należy za ekonomiczniejszą uwzględnić trzeba jakie jest przeciętne roczne zapotrzebowanie N_x w sztukach na silniki typu x o określonej mocy, napięciu i prędkości obrotowej. Roczny koszt eksploatacji K_{es} dla całej rozpatrywanej serii stanowić więc będzie sumę rocznych kosztów eksploatacji wszystkich N_x silników dla każdego z x typów serii. Trzeba przy tym jednak uwzględnić różnicę w koszcie energii biernej przy zasilaniu silników niskim lub wysokim napięciem. Sumowanie rocznych kosztów eksploatacji trzeba więc dokonać oddzielnie dla wszystkich y typów silników niskiego napięcia i oddzielnie dla wszystkich z typów silników wysokiego napięcia (przy czym $x = y + z$).

$$K_{es} = \sum_y K_{ex_y} N_{x_y} + \sum_z K_{ex_z} N_{x_z} \quad (46)$$

6.2. Roczna wartość wyprodukowanej energii mechanicznej

Silnik o mocy znamionowej P_x pracujący z przyjętym poprzednio rozkładem obciążenia dostarcza w ciągu roku energii mechanicznej o wartości W_{m_x} , którą obliczyć możemy jako sumę wartości produkcji uzyskanej przy poszczególnych obciążeniach zgodnie ze wzorem (34)

$$W_{m_x} = P_{rx} h_x \gamma_{en_x} c_{en} \left(n'_x \frac{t'_x}{\eta'_{ek_x}} + n''_x \frac{t''_x}{\eta''_{ek_x}} + \dots \right). \quad (47)$$

Wprowadzając oznaczenie

$$f(t, n, \eta_{ek})_x = n'_x \frac{t'_x}{\eta'_{ek_x}} + n''_x \frac{t''_x}{\eta''_{ek_x}} + \dots \quad (48)$$

oraz uwzględniając oznaczenie określone wzorem (43) wzór (47) przyjmie postać

$$W_{m_x} = E_x f(t, n, \eta_{ek})_x. \quad (49)$$

Roczna wartość wyprodukowanej energii mechanicznej W_{m_s} dla całej rozpatrywanej serii stanowić będzie sumę rocznych wartości wyprodukowanej energii mechanicznej przez wszystkie N_x silników dla każdego z x typów serii. Sumowanie przeprowadzamy podobnie jak przy obliczaniu rocznego kosztu eksploatacji serii oddzielnie dla silników niskiego napięcia i oddzielnie dla silników wysokiego napięcia według wzoru

$$W_{m_s} = \sum_y W_{m_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z W_{m_{x_z}} N_{x_z}. \quad (50)$$

6.3. Wskaźnik kosztu silnika

Wskaźnik kosztu silnika ε_{k_x} typu x serii obliczamy w oparciu o wzór (12) z uwzględnieniem wzoru (49)

$$\varepsilon_{k_x} = \frac{K_x}{W_{m_x}} R = \frac{K_x R}{E_x f(t, n, \eta_{ek})_x}, \quad (51)$$

gdzie

K_x — koszt własny silnika typu x .

Dla obliczenia wskaźnika kosztu silników ε_{k_s} dla całej serii określić najpierw trzeba koszt własny produkcji całej serii K_s

$$K_s = \sum_x K_x N_x, \quad (52)$$

a następnie wskaźnik ε_{k_s} analogicznie do wzoru (51) z uwzględnieniem wzoru (50)

$$\varepsilon_{k_s} = \frac{K_s}{W_{m_s}} R = \frac{R \sum_x K_x N_x}{\sum_y W_{m_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z W_{m_{x_z}} N_{x_z}}. \quad (53)$$

6.4. Wskaźnik kosztu eksploatacji

Wskaźnik kosztu eksploatacji silnika ε_x typu x obliczamy w oparciu o wzór (13) z uwzględnieniem wzorów (45) i (49)

$$\varepsilon_x = \frac{K_{e_x}}{W_{m_x}} = \frac{f(t, n, \varrho)_x}{f(t, n, \eta_{ek})_x}. \quad (54)$$

W podobny sposób obliczamy wskaźnik kosztu eksploatacji ε_s dla wszystkich silników serii, uwzględniając przy tym wzory (46) i (50)

$$\varepsilon_s = \frac{K_{e_s}}{W_{m_s}} = \frac{\sum_y K_{e_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z K_{e_{x_z}} N_{x_z}}{\sum_y W_{m_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z W_{m_{x_z}} N_{x_z}}. \quad (55)$$

6.5. Wskaźnik kosztu użytkowania

Wskaźnik kosztu użytkowania silnika ε_x typu x stanowi sumę wskaźników określonych wzorami (51) i (54)

$$\varepsilon_x = \varepsilon_{k_x} + \varepsilon_{e_x} = \frac{K_x R}{E_x f(t, n, \eta_{ek})_x} + \frac{f(t, n, \varrho)_x}{f(t, n, \eta_{ek})_x}. \quad (56)$$

Wskaźnik kosztu użytkowania ε_s serii obliczamy dodając wskaźniki określone wzorami (53) i (55)

$$\varepsilon_s = \varepsilon_{k_s} + \varepsilon_{e_s} = \frac{R \sum_x K_x N_x + \sum_y K_{e_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z K_{e_{x_z}} N_{x_z}}{\sum_y W_{m_{x_y}} N_{x_y} + \sum_z W_{m_{x_z}} N_{x_z}}. \quad (57)$$

7. OPTIMALNA SPRAWNOŚĆ EKONOMICZNA EKSPLOATACJI SILNIKA

Dla silnika o określonej budowie, liczbie biegów, znamionowym napięciu i mocy, przy wymaganej przeciążalności momentu i określonym rodzaju materiałów czynnych i izolacyjnych oraz dla danego wzajemnego stosunku cen materiałów i energii elektrycznej, a zwłaszcza dla danego stosunku pomiędzy cenami energii elektrycznej, blachy elektrotechnicznej i drutów nawojowych wykonać można dowolną liczbę typów, różniących się pomiędzy sobą z jednej strony wymiarami geometrycznymi a więc zazwyczaj i kosztami własnymi produkcji, z drugiej zaś strony parametrami ekonomicznymi η i $\cos \varphi$ a więc rocznym kosztem eksploatacji. Sumy kosztu silnika i zdyskontowanych kosztów eksploatacji za cały okres eksploatacji silnika będą na ogół różne dla różnych typów rozpatrywanego silnika. Spośród wielu otrzymanych w ten sposób typów silnikiem ekonomicznym dla danych warunków będzie rozwiązanie, przy którym wskaźnik kosztu użytkowania silnika będzie najniższy.

Dotychczasowa praktyka w zakresie projektowania trójfazowych silników indukcyjnych wskazuje z jednej strony, że dla rozpatrywanego silnika uzyskanie wyraźniejszej poprawy jego parametrów ekonomicznych wiąże się z koniecznością powiększania wymiarów geometrycznych, a więc ciężaru i kosztu silnika, z drugiej zaś strony przy zadanych parametrach ekonomicznych można w określonych warunkach znaleźć rozwiązanie zapewniające minimum kosztów materiałów czynnych, a więc najniższy koszt silnika.

Praktyczną drogę zaprojektowania w tych warunkach ekonomicznego silnika indukcyjnego wskazuje nowa metoda obliczania trójfazowych silników indukcyjnych asynchronicznych, opracowana przez Dubickiego [1]. Zmniejszenie kosztu użytkowania silnika osiąga się tą drogą przez zmniejszanie kosztu własnego silnika przy stałym koszcie eksploatacji, a więc przez uzyskanie silnika o prawidłowej ekonomii „wewnętrznej“.

Przechodząc do omówienia sposobu poprawy parametrów ekonomicznych silnika drogą zwiększania jego wymiarów geometrycznych pamiętać trzeba, że poprawa η i $\cos \varphi$ prowadzi do zmniejszenia kosztu eksploatacji silnika, okupionej jednak jednoczesnym wzrostem kosztu własnego silnika. Ponieważ w tym przypadku dla różnych typów rozpatrywanego silnika zmienia się zarówno jego koszt eksploatacji jak i koszt własny celem rozważań niniejszego rozdziału będzie badanie charakteru zmian obu wspomnianych kosztów oraz ich wpływu na wartość wskaźnika kosztu użytkowania silnika.

Jeżeli dla rozpatrywanego silnika wykonamy szereg przeliczeń znajdując różne rozwiązania typów, o zmieniających się parametrach ekonomicznych η i $\cos \varphi$ to będziemy mogli na podstawie tych przeliczeń ułożyć tablicę obrazującą w funkcji η i $\cos \varphi$ zmianę wymiarów geometrycznych a więc i kosztu własnego silnika oraz zmianę kosztów jego eksploatacji. Wspomniane przeliczenia można w praktyce wykonać bez nadmiernego nakładu czasu i przy zachowaniu wystarczającej dla danego celu dokładności w oparciu o wspomnianą pracę Dubickiego [1]. Wykonanie tego rodzaju przeliczeń zwykłymi, znanymi dotąd metodami obliczania wymagałoby wielokrotnie większego nakładu czasu.

Parametry ekonomiczne silnika η i $\cos \varphi$ wyrazić można przez wspólną ich funkcję η_{ek} , sprawność ekonomiczną eksploatacji silnika. Na podstawie wykonanych przeliczeń i tablicy ich wyników określić można dla każdego typu silnika odpowiadającą jego η i $\cos \varphi$ sprawność ekonomiczną η_{ek} i w jej funkcji rozpatrywać zmianę kosztu własnego silnika (krzywa K na rysunku 1).

Jeżeli dla dowolnego typu w silniku o sprawności ekonomicznej η_{ek_1} koszt własny silnika wynosi K_1 to pomiędzy sprawnością ekonomiczną η_{ek}

i kosztem własnym K dowolnego innego typu rozpatrywanego silnika zachodzić będzie związek

$$\frac{K}{K_1} = \left(\frac{\eta_{ek}}{\eta_{ek_1}} \right)^x \quad (58)$$

Wartość wykładnika wzrostu kosztu silnika x dla dowolnego η_{ek} określić można ze wzoru:

$$\log \frac{K}{K_1} = x \log \frac{\eta_{ek}}{\eta_{ek_1}} \quad (59)$$

Koszt własny silnika K w funkcji sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika η_{ek} będzie się więc zmieniał wraz ze zmianą typu silnika według następującej zależności

$$K = \frac{K_1}{\eta_{ek_1}^x} \eta_{ek}^x \quad (60)$$

a zależność wskaźnika kosztu silnika, określonego wzorem (35) z uwzględnieniem wzoru (60) od sprawności ekonomicznej η_{ek} (krzywa ε_k na rys. 1) przyjmie postać

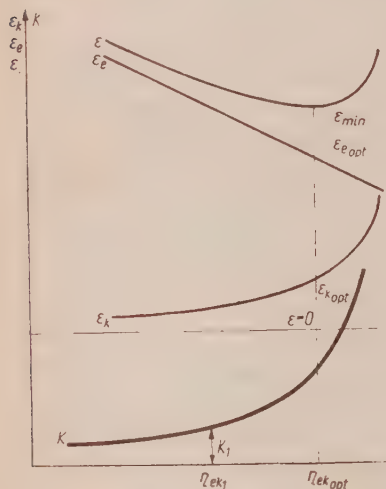
$$\varepsilon_k = \frac{K_1 R \eta_{ek}^{x+1}}{Ph \gamma_{en} Cen \eta_{ek_1}^x} \quad (61)$$

Wskaźnik kosztu eksploatacji silnika w funkcji jego sprawności ekonomicznej zgodnie ze wzorem (37) na przebieg prostoliniowy (krzywa ε_e na rys. 1).

Sumując wartości ε_k i ε_e określone wzorami (61) i (37) otrzymujemy wzór wyrażający zależność wskaźnika kosztu użytkowania silnika ε od sprawności ekonomicznej dla różnych typów rozpatrywanego silnika (krzywa ε na rysunku 1):

$$\varepsilon = \varepsilon_k + \varepsilon_e = \frac{K_1 R \eta_{ek}^{x+1}}{Ph \gamma_{en} Cen \eta_{ek_1}^x} + 1 - \eta_{ek} \quad (62)$$

Dążąc do wyjaśnienia, który z typów rozpatrywanego silnika posiada najmniejszy wskaźnik kosztu użytkowania silnika, a więc do określenia optymalnej z tego punktu widzenia sprawności ekonomicznej silnika okre-



Rys. 1. Przebieg wskaźników: kosztu użytkowania silnika ε , kosztu silnika ε_k i kosztu jego eksploatacji ε_e oraz kosztu własnego K różnych typów silnika w funkcji sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika η_{ek}

ślamy pochodną funkcji $\varepsilon = f(\eta_{ek})$ wyrażonej wzorem (62) względem zmiennej η_{ek} i przyrównując ją do zera otrzymujemy optymalną wartość sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika

$$\eta_{ek_{opt}} = \eta_{ek_1} \sqrt[\kappa]{\frac{Ph \gamma_{en} c_{en}}{K_1 R (\kappa + 1)}} \quad (63)$$

lub po wprowadzeniu oznaczenia

$$\eta_h = \sqrt[\kappa]{\frac{Ph \gamma_{en} c_{en}}{K_1 R (\kappa + 1)}}, \quad (64)$$

$$\eta_{ek_{opt}} = \eta_{ek_1} \eta_h. \quad (65)$$

Wzór (63) wyraża optymalną sprawność ekonomiczną w funkcji szeregu parametrów, z których dla danego silnika wraz ze zmianą typu, a więc rozwiązania konstrukcyjnego zmieniają się tylko parametry h , γ_{en} i κ .

Jeżeli dla pewnego silnika określimy jego optymalną sprawność ekonomiczną przy określonym czasie pracy silnika w ciągu roku — h i związanej z nim wartości współczynnika kosztu energii czynnej γ_{en} oraz odpowiadającej danej sprawności ekonomicznej wartości wykładnika — κ , to analizując budowę wzoru (63) można stwierdzić ogólnie, że zmiana czasu pracy silnika w ciągu roku i związana z tym zmiana γ_{en} a więc i iloczynu $h \gamma_{en}$ — (wzór 21) muszą pociągać za sobą zmianę optymalnej sprawności ekonomicznej. Twierdzenie takie wynika z faktu, że określonej wartości η_{ek} odpowiada określona wartość kosztu silnika K (rys. 1) a więc i określona wartość wykładnika κ , jak to wynika ze wzoru (59). Jeżeli więc założyć, że dla dwóch różnych wartości iloczynu $h \gamma_{en}$ silnik będzie miał tę samą wartość $\eta_{ek_{opt}}$, to musiałby również mieć tę samą wartość κ , co wobec stałych P , c_{en} , K , R wykluczałoby możliwość zmiany iloczynu $h \gamma_{en}$, a więc byłoby sprzeczne z poczynionym założeniem. Z rozważań tych wynika więc, że trójfazowy silnik indukcyjny asynchroniczny określonego typu nie może być w tym samym stopniu ekonomiczny dla różnych wartości łącznego czasu pracy silnika w ciągu roku. Stwierdzenie takie powinno pociągnąć za sobą rozważenie celowości budowy np. dwóch typów tego samego rozważanego silnika, jednego będącego silnikiem ekonomicznym przy długotrwałej pracy w ciągu roku oraz drugiego silnika ekonomicznego przy krótkotrwałej pracy w ciągu roku.

Pewnego omówienia wymaga również sposób określania wykładnika κ przy wyznaczaniu optymalnej sprawności ekonomicznej według wzoru (63) lub (65). Wartość wykładnika obliczać mianowicie trzeba ze wzoru (59) zakładając przy pierwszym przeliczeniu dowolną wartość η_{ek_1} w pobliżu spodziewanej wartości optymalnej oraz odczytując z wykresu $K = f(\eta_{ek})$

(rys. 1) odpowiadającą założonej wartości η_{ek} , wartość kosztu silnika K_1 . Dla tak określonej wartości κ wykonać trzeba obliczenia wskazane wzorem (63) lub (65) a następnie porównać otrzymaną stąd wartość $\eta_{ek_{opt}}$ z wartością założoną do obliczenia wykładnika κ . W przypadku istotniejszej rozbieżności między obu wartościami obliczenia trzeba niekiedy powtórzyć (w praktyce dwa lub trzy razy) stosując omówiony sposób postępowania, aż do uzyskania wystarczającej zgodności pomiędzy wartościami $\eta_{ek_{opt}}$ założoną i obliczoną ze wzoru (63) lub (65).

Istotne znaczenie dla oceny danego typu silnika ma znajomość minimalnej wartości wskaźnika kosztu użytkowania rozpatrywanego silnika, osiąganey przy optymalnej sprawności ekonomicznej określonej wzorem (63) lub (65), jak również wartość każdego ze składników: wskaźnika kosztu silnika i wskaźnika kosztu jego eksploatacji oraz ich wzajemnego stosunku. Podstawiając do wzorów (61), (37) i (62) wartość $\eta_{ek_{opt}}$ określoną wzorem (65) otrzymamy po przekształceniach

$$\varepsilon_{k_{opt}} = \frac{\eta_{ek_{opt}}}{\kappa + 1}, \quad (66)$$

$$\varepsilon_{e_{opt}} = 1 - \eta_{ek_{opt}}, \quad (67)$$

$$\varepsilon_{min} = \varepsilon_{k_{opt}} + \varepsilon_{e_{opt}} = 1 - \frac{\kappa}{\kappa + 1} \eta_{ek_{opt}}. \quad (68)$$

Ze wzoru (66) i (67) z uwzględnieniem wzoru (31) określamy stosunek optymalnej wartości wskaźnika kosztu eksploatacji silnika do optymalnej wartości wskaźnika jego kosztu, przy którym wskaźnik kosztu jego użytkowania osiąga minimum

$$\frac{\varepsilon_{e_{opt}}}{\varepsilon_{k_{opt}}} = (\kappa + 1) \varrho_{opt}. \quad (69)$$

Dla uzupełnienia prowadzonych rozważań zbadamy jeszcze czy osiągnięcie minimalnej wartości wskaźnika kosztu użytkowania danego silnika jest równoznaczne z zapewnieniem minimum sumy nakładów inwestycyjnych i zdyskontowanych nakładów eksploatacyjnych poniesionych w okresie eksploatacji silnika.

Zgodnie ze wzorem (17) przy uwzględnieniu wzorów (60), (32) i (31) koszt użytkowania silnika w okresie eksploatacji możemy przedstawić zależnością

$$K_u = \frac{K_1}{\eta_{ek_1}^\kappa} \eta_{ek}^\kappa + R^{-1} Ph \gamma_{en} c_{en} \left(\frac{1}{\eta_{ek}} - 1 \right) \quad (70)$$

wyrażającą $K_u = f(\eta_{ek})$. Przyrównując do zera pochodną $\frac{dK_u}{d\eta_{ek}}$ otrzymujemy

wartość sprawności ekonomicznej $\eta_{ek(K_{u_{\min}})}$ przy której koszt użytkowania silnika osiąga minimum

$$\eta_{ek(K_{u_{\min}})} = \eta_{ek_1} \sqrt[\kappa+1]{\frac{Ph \gamma_{en} C_{en}}{K_1 R \kappa}} \quad (71)$$

lub po przekształceniach z uwzględnieniem wzorów (64) i (65)

$$\eta_{ek(K_{u_{\min}})} = \eta_{ek_{opt}} \sqrt[\kappa+1]{\frac{\kappa+1}{\kappa \eta_h}} \quad (72)$$

Z podanego wzoru wynika, że dla danego silnika minimum kosztu jego użytkowania i minimum wartości wskaźnika kosztu użytkowania tego silnika może występować dla tej samej wartości sprawności ekonomicznej $\eta_{ek(K_{u_{\min}})} = \eta_{ek_{opt}}$ tylko wtedy, gdy

$$\kappa+1 = \kappa \eta_h, \quad (73)$$

więc przy uwzględnieniu wzoru (64) i po przekształceniach dla takiego czasu pracy silnika w ciągu roku h dla którego wartość iloczynu $h \gamma_{en}$ wynosi

$$h \gamma_{en} = \frac{K_1 R (\kappa+1)^{\kappa+1}}{P C_{en} \kappa^{\kappa}} \quad (74)$$

W pozostałych przypadkach koszt użytkowania ekonomicznie zaprojektowanego silnika, tj. silnika o minimalnej wartości wskaźnika kosztu użytkowania musi być nieco większy od minimalnej, możliwej do uzyskania dla danego silnika i danych warunków jego pracy, wartości kosztu użytkowania silnika.

Tak więc typ określonego silnika zaprojektowany dla minimum kosztu użytkowania będzie na ogół odbiegał w pewnym stopniu od rozwiązania zapewniającego ekonomiczność silnika z punktu widzenia uzyskania najniższego wskaźnika kosztu użytkowania silnika, a więc stosunku kosztu użytkowania silnika do zdyskontowanej wartości wyprodukowanej przez silnik w okresie jego eksploatacji energii mechanicznej.

Wyprowadzone zależności określające optymalną sprawność ekonomiczną silnika indukcyjnego oraz poszczególne składniki minimalnego wskaźnika kosztu użytkowania silnika pozwalają na wskazanie wartości parametrów ekonomicznych η i $\cos \varphi$ dla rozważanego silnika, przy których wskaźnik kosztu użytkowania silnika osiągnie najniższą wartość. Typ silnika o określonych w ten sposób parametrach ekonomicznych stanowić będzie rozwiązanie o prawidłowej ekonomii „zewnętrznej” silnika.

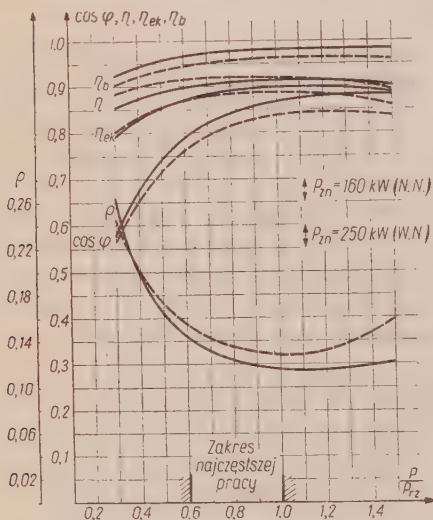
Pozostaje jeszcze do omówienia wzajemny stosunek pomiędzy ekonomią „wewnętrzną” a ekonomią „zewnętrzną” silnika. Dążeniem konstruktora powinno być oczywiście zaprojektowanie ekonomicznego w danych warunkach gospodarczych silnika, zarówno z punktu widzenia ekonomii „wewnętrznej” jak i „zewnętrznej”. Takie idealne rozwiązanie nie może

mieć praktycznych szans realizacji, gdyż ogólne wymagania stawiane silnikowi, warunki jego pracy, względy produkcyjne, materiałowe i stosunki gospodarcze każdorazowo zmuszają w mniejszym lub większym stopniu do odstępstwa od wymagań prawidłowej ekonomii bądź to „wewnętrznej“ bądź to „zewnętrznej“, a niejednokrotnie od obu tych ekonomii jednocześnie. Wytyczne wynikające z obu sposobów podejścia do projektowania ekonomicznego silnika indukcyjnego dają m. in. tę niewątpliwą korzyść, że pozwalają na ocenę wielkości odstępstw dokonanych od rozwiązania optymalnego dla każdego z rozpatrywanych punktów widzenia oraz na świadome określenie wielkości tych odstępstw dla znalezienia odpowiedniego dla praktyki rozwiązania konstrukcji silnika.

8. PRZYKŁADY OBLICZENIOWE

8.1. Obliczenie wskaźnika kosztu użytkowania silnika.

Obliczenia przeprowadzono dla dwóch silników bieżącej produkcji: niskiego napięcia * 160 kW, 975 obr/min, $\cos \varphi = 0,88$, $\eta = 0,927$ i wysokiego napięcia (6000 V) ** 250 kW, 1470 obr/min, $\cos \varphi = 0,881$, $\eta = 0,93$.



Rys. 2. Przebieg współczynników: mocy $\cos \varphi$, sprawności η , sprawności ekonomicznej η_{ek} , kosztu eksploatacji q oraz współczynnika η_b w zależności od obciążenia silnika w stosunku do mocy P_{nz} dla silników o mocy 160 kW i 250 kW

* typu SCUd 106 c

** typu SCUd 114 c

W obliczeniach przyjęto: okres eksploatacji silnika $T=10$ lat; stopę procentową $r=7\%$ i wynikający stąd współczynnik odpisu rozwojowego $R=0,1424$, cenę blachy elektrotechnicznej $c_{Fe}=11,00$ zł/kg oraz następujący podział obciążenia w ciągu roku: praca przy biegu jałowym przez $t_0=0,05$ łącznego czasu pracy; obciążenie $n'=0,60$ pełnego obciążenia mocą P_{rz} przez okres czasu $t'=0,20$; obciążenie $n''=0,80$ przez okres $t''=0,50$ oraz obciążenie $n'''=1,0$ przez okres $t'''=0,25$.

Odpowiednie wartości η , η_b , η_{ek} , q i $\cos \varphi$ przy różnych obciążeniach odczytywano z rysunku 2.

Obliczenia wykonano dla dwóch

wartości czasu pracy silnika w ciągu roku; $h=6000$ godz. oraz dla $h=1500$ godz.

Dla silnika niskiego napięcia przyjęto ponadto: współczynnik kosztu energii biernej $\beta=0,075$, stosunek kosztu materiałów czynnych do kosztu własnego silnika $u=0,45$ oraz cenę drutu nawojowego $c_{Cu}^{NN}=55,00$ zł/kG i koszt energii czynnej $c_{en}^{NN}=0,58$ zł/kW.

Dla silnika wysokiego napięcia przyjęto odpowiednio:

$$\beta=0,045; u=0,35; c_{Cu}^{WN}=77,00 \text{ zł/kG}; c_{en}^{WN}=0,55 \text{ zł/kWh}.$$

Przyjęte do obliczeń ceny (w oparciu o prace Komitetu Elektryfikacji Polski PAN) posiadają strukturę zbliżoną do przeciętnych cen w gospodarce światowej i stanowią orientacyjne ceny perspektywiczne według przewidywań dla gospodarki krajowej.

Wyniki obliczeń zawiera tablica 1.

Tablica 1

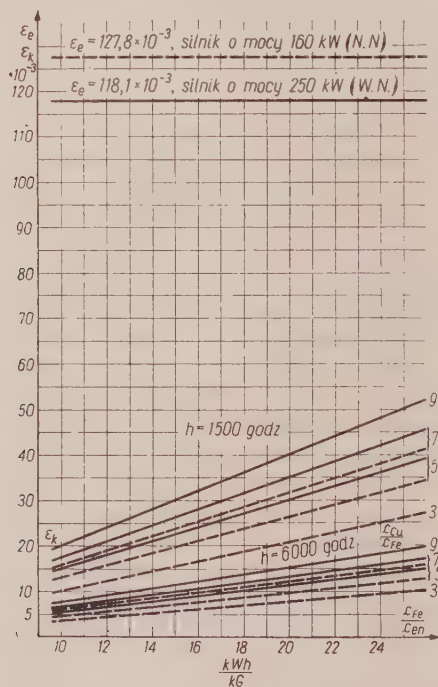
		Wzór	160 kW	(N. N.)	250 kW	(W. N.)
			$h=6000$ godz	$h=1500$ godz	$h=6000$ godz	$h=1500$ godz
Roczny koszt eksploatacji (zł)	K_e	(42)	67 000	25 200	91 500	34 300
Roczna wartość wyprodukowanej energii mechanicznej (zł)	W_m	(47)	525 000	197 000	773 000	290 000
Koszt własny silnika (zł)	K	(18)	34 800		72 350	
Zdyskontowany koszt użytkowania silnika za okres eksploatacji (zł)	K_u	(17)	504 800	211 800	714 850	312 850
Zdyskontowana wartość wyprodukowanej energii mechanicznej przez okres eksploatacji (zł)	$\frac{W_m}{R}$		3 685 000	1 385 000	5 420 000	2 035 000
Wskaźnik kosztu silnika	ε_k	(51)	0,00945	0,0252	0,01332	0,03560
Wskaźnik kosztu eksploatacji silnika	ε_e	(54)	0,1278		0,1181	
Wskaźnik kosztu użytkowania silnika	ε	(11)	0,13725	0,1530	0,13142	0,1537
Wskaźnik ekonomiczności silnika	σ	(16)	0,86275	0,8470	0,86858	0,8463

Wyniki obliczeń wykazują m. in., że wskaźnik kosztu silnika (a także koszt własny silnika) stanowi stosunkowo niewielką część wartości wskaź-

nika kosztu użytkowania silnika (lub odpowiednio kosztu użytkowania silnika).

8.2. Badanie wpływu struktury cen materiałów czynnych i energii elektrycznej na wzajemny stosunek pomiędzy wskaźnikami: kosztu silnika, kosztu jego eksploatacji oraz kosztu użytkowania silnika

Dla obu rozpatrywanych przykładowo silników przedstawiono na rys. 3 wykresy przebiegu wskaźnika kosztu silnika ϵ_k w funkcji stosunku c_{Fe}/c_{en} między ceną żelaza i energii elektrycznej. Wykresy te sporządzono



Rys. 3. Wpływ struktury cen materiałów czynnych i energii elektrycznej na wartość wskaźników: kosztu silnika ϵ_k i kosztu jego eksploatacji ϵ_e dla silników o mocy 160 kW i 250 kW

dla $h=6000$ godzin i dla $h=1500$ godzin pracy silnika w ciągu roku oraz dla następujących stosunków ceny miedzi i ceny żelaza:

dla silnika niskiego napięcia — $c_{Cu}/c_{Fe}=3, 5, 7,$

dla silnika wysokiego napięcia — $c_{Cu}/c_{Fe}=5, 7, 9.$

Analiza przebiegów przedstawionych na rys. 3 wykazuje, że zmiana struktury cen blachy elektrotechnicznej, drutu nawojowego i czynnej energii elektrycznej, nawet w podanych w przykładzie bardzo szerokich granicach, nie zmienia w sposób zasadniczy wzajemnych stosunków pomiędzy wartościami wskaźników kosztu silnika, kosztu jego eksploatacji oraz kosztu użytkowania silnika.

8.3. Zastosowanie metody określania optymalnej sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika

Zastosowanie metody przedstawiono na przykładzie rozpatrywanego już silnika wysokiego napięcia (250 kW). Dla silnika tego wykonano obliczenia metodą Dubickiego [1], których celem było uzyskanie poglądu na sposób zmiany kosztu użytkowania silnika K_u oraz wskaźników: kosztu użytkowania silnika ϵ , kosztu silnika ϵ_k oraz kosztu jego eksploatacji ϵ_e w zależności od zmiany parametrów η i $\cos \varphi$ a w szczególności sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika η_{ek} . Wspólnym zasadniczym założeniem dla wszystkich wersji przeliczeń było zachowanie tej samej mocy znamionowej silnika i przeciążalności momentu oraz dodatkowo stałego stosunku długości żelaza czynnego stojana do jego średnicy wewnętrznej.

Wykonano trzy wersje przeliczeń. W pierwszej (I) wersji przeliczeń przyjęto dla poszczególnych typów silnika wzrost współczynnika mocy wraz ze wzrostem sprawności. W drugiej (II) wersji przyjęto stałą wartość $\cos \varphi = 0,92$ dla wszystkich typów silnika. W trzeciej (III) wersji przeliczeń przyjęto dla wszystkich typów silnika również stałą wartość współczynnika mocy, lecz równą $\cos \varphi = 0,875$. Dla każdej wersji obliczenia wykonano dla $h=6000$ godzin i $h=1500$ godzin czasu pracy silnika w ciągu roku z mocą znamionową $P_{zn} = 250$ kW. Ceny żelaza, miedzi i energii elektrycznej oraz wartość współczynnika odpisu rozwojowego R przyjęto według danych pkt. 8.1 dla silnika wysokiego napięcia.

Wynikające z obliczeń wartości wskaźników ϵ , ϵ_k i ϵ_e oraz kosztu własnego silnika K przedstawiono graficznie w funkcji sprawności ekonomicznej η_{ek} na rysunku 4 dla I wersji przeliczeń oraz na rysunku 5 dla II i III wersji przeliczeń. Z rys. 4 wynika, że wartość optymalnej sprawności ekonomicznej omawianego silnika zmienia się od 0,926 przy długotrwałej pracy silnika w ciągu roku ($h=6000$ godz.) do 0,908 przy pracy krótkotrwałej ($h=1500$ godz.), a więc o 0,018.

Oceniając rozwiązanie silnika bieżącej produkcji o mocy 250 kW z punktu widzenia spełnienia teoretycznych wymagań ekonomii „wewnętrznej“ stwierdzamy, że przez przyjęcie $\eta_{ek} = 0,896$ zamiast wartości optymalnej sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika wskaźnik kosztu użytkowania silnika wypada większy od wartości minimalnej o 0,004 (3,2%) dla pracy silnika przez $h=1500$ godzin w roku oraz większy o 0,014

$h=1500$ godz. i o 118 000 zł (62%) przy odstępstwie od rozwiązania optymalnego dla $h=6000$ godz. Rozpatrywany silnik jest więc wysoce nieekonomiczny dla pracy długotrwałej, pomimo uzyskania znacznej oszczędności materiałów w stosunku do rozwiązania optymalnego. Tego rodzaju „oszczędność“ jest więc tylko oszczędnością pozorną i w ogólnym efekcie ekonomicznym przynieść może dla całokształtu gospodarki narodowej raczej straty niż korzyści. Dla pracy krótkotrwałej silnik ten jest już bardziej ekonomiczny, chociaż odbiega też w pewnym stopniu od rozwiązania optymalnego.

Przeprowadzone rozważania wskazują na celowość budowy dwóch odmian silników: do pracy krótkotrwałej — lekkich i tanich, choć może stosunkowo o nieco gorszych parametrach eksploatacyjnych oraz do pracy długotrwałej — o sprawności ekonomicznej możliwie zbliżonej do optymalnej, chociaż niewątpliwie stosunkowo cięższych i droższych.

Analiza przebiegów na rys. 5 prowadzi do wniosku, że tam, gdzie trzeba zdecydować się na budowę silnika o sprawności ekonomicznej mniejszej od optymalnej dla uzyskania zmniejszenia wskaźnika kosztu użytkowania silnika (dla danego η_{ek}) spośród możliwych rozwiązań należy przyjmować rozwiązanie o niższej wartości współczynnika mocy, za to o większej wartości współczynnika sprawności η . Dowodzi to przeważającej roli η w stosunku do $\cos \varphi$ dla zmniejszenia wskaźnika kosztu użytkowania silnika.

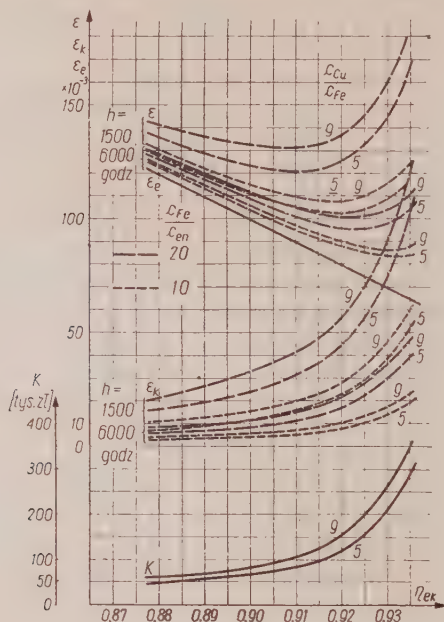
8.4. Badanie wpływu struktury cen materiałów czynnych i energii elektrycznej na optymalną wartość sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika

Obliczenia wykonano według wersji I przeliczeń dla $h=1500$ godz. i $h=6000$ godz., przy czym dla obu wymienionych przypadków obliczenia przeprowadzono przy dwóch różnych kosztach energii elektrycznej (c_{en}), a mianowicie dla $c_{en}=0,55$ zł/kWh i $c_{en}=1,10$ zł/kWh. Dla każdego z czterech powstałych tą drogą przypadków wykonano obliczenia dla dwóch różnych wartości stosunku ceny miedzi (c_{Cu}) do ceny żelaza (c_{Fe}), a mianowicie dla $\frac{c_{Cu}}{c_{Fe}}=5$ i $\frac{c_{Cu}}{c_{Fe}}=9$. Dla wszystkich obliczeń przyjęto stałą cenę żelaza $c_{Fe}=11,00$ zł/kg.

Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 6 w postaci rodziny funkcji ε , ε_k , $\varepsilon_e=f(\eta_{ek})$.

Analiza przebiegów tych zależności wskazuje, że dla danego czasu pracy silnika w ciągu roku oraz dla określonego kosztu energii elektrycznej zmiana stosunku cen miedzi do żelaza, w przyjętych do obliczeń granicach nie wpływa praktycznie na wartość $\eta_{ek_{opt}}$ przy której wskaźnik

kosztu użytkowania silnika osiąga minimum. Przyjęty w obliczeniach wzrost kosztu energii elektrycznej powoduje natomiast pewien wzrost wartości $\eta_{ek_{opt}}$, co wskazuje na zmniejszoną w związku z tym rolę wskaź-



Rys. 6. Przebiegi wskaźników: kosztu użytkowania silnika ϵ , kosztu silnika ϵ_k i kosztu jego eksploatacji ϵ_e oraz kosztów własnych K różnych typów silnika obliczonego według wersji I w funkcji sprawności ekonomicznej eksploatacji silnika η_{ek} przy zmianie wzajemnego stosunku cen materiałów czynnych i energii elektrycznej

nika kosztu silnika przy stałej wartości wskaźnika kosztu eksploatacji silnika dla danego stosunku cen miedzi do żelaza i przy określonym czasie pracy silnika w ciągu roku.

9. WNIOSKI

Ze względu na charakter przedstawionej pracy wnioski z niej wynikające odnosić się mogą do wielu zagadnień związanych z obliczaniem, konstruowaniem i eksploatacją trójfazowych silników indukcyjnych.

Ponieważ ocena ekonomiczności z natury rzeczy musi być związana z całokształtem warunków gospodarczych kraju w danym okresie czasu, a te z biegiem czasu ulegają mniejszym lub większym zmianom lub niekiedy są trudne do obiektywnego przedstawienia wnioski wynikające z po-

danych przykładów obliczeniowych mogą mieć niekiedy pod względem aktualnych wyników rachunków charakter orientacyjny.

1. Podstawowe kryterium wyboru najkorzystniejszego wariantu z punktu widzenia ekonomicznego przy spełnieniu przez porównywane silniki dodatkowo wymaganych warunków technicznych stanowi wartość wskaźnika kosztu użytkowania silnika lub serii. Już w trakcie projektowania poszczególnych typów silników należy obliczać bieżąco wskaźnik kosztu użytkowania dla każdej wersji projektu a kierunek zmian parametrów technicznych w następnych wersjach określać trzeba pod kątem widzenia możliwości zmniejszenia wartości wskaźnika kosztu użytkowania. Nie należy przy tym obawiać się ewentualnego zwiększenia zużycia materiałów czynnych, utrzymanego w rozsądnych granicach o ile prowadzi to do obniżenia wskaźnika kosztu użytkowania.

2. W większej niż dotychczas mierze trzeba uwzględniać zarówno przy projektowaniu jak i przy doborze silnika do potrzeb napędu charakter podziału obciążenia oraz łączny czas pracy silnika w ciągu roku, pamiętając, że im dłużej dany silnik pracuje w ciągu roku i im więcej jest obciążony w dopuszczalnych granicach tym niższa będzie wartość wskaźnika kosztu jego użytkowania, a więc tym taniej kosztować będzie użytkownika uzyskanie 1 zł wartości energii mechanicznej wydanej przez silnik. W świetle wyników przeprowadzonych obliczeń uważać należy za celowe w niektórych przypadkach budowanie dwóch odmian serii, jednej do pracy długotrwałej, w której główny nacisk byłby położony na uzyskanie dobrych parametrów eksploatacyjnych, drugiej natomiast do pracy krótkotrwałej, gdzie wpływ parametrów eksploatacyjnych odgrywałby mniejszą rolę, nacisk natomiast musiałby być położony na uzyskanie możliwie taniej i lekkiej konstrukcji.

3. Wskaźnik kosztu użytkowania stanowi sumę wskaźnika kosztu silnika i wskaźnika kosztu eksploatacji silnika. Dążenie do obniżenia wskaźnika kosztu użytkowania trzeba więc w konkretnych przypadkach poprzedzić analizą bezwzględnych wartości obu składników wskaźnika kosztu użytkowania.

Wnioski jakie można wyciągnąć z podanych w pracy przykładów wykazują, że w rozważanych silnikach wskaźnik kosztu silnika stanowi na ogół od kilku do dwudziestokilku procent wskaźnika kosztu użytkowania a różnice bezwzględnych wartości wskaźników kosztu eksploatacji porównywanych silników osiągnąć mogą przeciętny rząd wartości wskaźnika kosztu silnika. W tych warunkach dla obniżenia kosztu eksploatacji silnika np. o 10% można pogodzić się w pewnych przypadkach ze wzrostem kosztu silnika np. nawet o 50 czy 60%, gdyż dzięki temu uzyskać można obniżenie wskaźnika kosztu użytkowania silnika. Wzrost kosztu silnika może być w takim przypadku spowodowany bądź to pewnym zwiększeniem zużycia

materiałów czynnych i konstrukcyjnych bądź też wprowadzeniem do konstrukcji materiałów droższych, lecz o lepszych właściwościach.

4. Wyniki obliczeń [9] wskaźników kosztu eksploatacji wskazują na przeważający wpływ zmian sprawności na koszt eksploatacji silnika w stosunku do wpływu takich samych zmian współczynnika mocy.

Wyniki pracy wskazują również, że dla uzyskania możliwie niskiego wskaźnika kosztu eksploatacji ważne jest nie tylko uzyskanie możliwie dużych wartości η i $\cos \varphi$ przy pracy znamionowej, lecz jak najbardziej płaskiego przebiegu tych charakterystyk nawet przy stosunkowo małych obciążeniach. W związku z tym wydaje się słuszne podawanie wśród danych katalogowych silników przebiegów η i $\cos \varphi$ w funkcji obciążenia.

5. Z przeprowadzonych obliczeń [9] wynika znaczny wpływ pogorszenia w toku produkcji η lub $\cos \varphi$ na wskaźnik kosztu eksploatacji silnika. Pogorszenie sprawności np. o 0,01 w stosunku do przewidzianej w dokumentacji może spowodować wzrost wskaźnika kosztu eksploatacji rzędu 5—10%, a więc o wartość bezwzględną, przekraczającą często 50% wartości wskaźnika kosztu silnika. Wynika stąd konieczność ścisłego przestrzegania przez kontrolę techniczną zachowania η i $\cos \varphi$ w granicach obowiązujących tolerancji, jak również przy opracowaniu norm określania granic tolerancji dla parametrów eksploatacyjnych silnika z należyтым uwzględnieniem ujemnego wpływu ich pogorszenia na ekonomiczność użytkowania silnika.

6. Przy projektowaniu serii pamiętać trzeba, że obok silników cieszących się dużym popytem istnieją poszczególne typy lub grupy silników np. silniki dziesięcio- czy dwunastobiegunowe, na które zapotrzebowanie jest nieznaczne a koszt ich użytkowania praktycznie nie wpływa na wartość wskaźnika kosztu użytkowania całej serii.

Dlatego też projektując serię główny nacisk trzeba kłaść na uzyskanie jak najmniejszego wskaźnika kosztu użytkowania silników najczęściej używanych nie troszcząc się zbyt o koszt użytkowania, a więc i o parametry eksploatacyjne i zużycie materiałów dla silników rzadziej stosowanych.

7. Spośród możliwości wynikających z przedstawionej pracy zwrócić trzeba uwagę na jej przydatność do przeprowadzenia (niewykonanej dotąd) analizy korzyści ekonomicznych z wprowadzenia do produkcji nowych serii czy typów silników na miejsce już produkowanych oraz na możliwości jakie daje metoda oceny w zakresie analizy celowości zastosowania droższych ale lepszych materiałów magnetycznych i izolacyjnych, jak również innych materiałów przewodzących (np. aluminium), oraz nowych rozwiązań w konstrukcji i technologii produkcji.

8. Przedstawiona metoda i sposób jej zastosowania mogą być również wykorzystane przy ocenie ekonomiczności nie tylko silników indukcyj-

nych, lecz również pozostałych rodzajów maszyn elektrycznych, a nawet przy obliczeniach techniczno-ekonomicznych w niektórych innych działach elektroenergetyki.

Katedra Maszyn Elektrycznych
Politechniki Warszawskiej

WYKAZ LITERATURY

1. Dubicki B.: Obliczanie trójfazowych silników indukcyjnych synchronicznych. Arch. Elektr. 1957, T. VI, z. 4, s. 631—711.
2. Kade F.: Die Wachstumsgesetze des Induktionsmotors. ETZ-A, 1952, Nr 19, s. 629—630.
3. Klärner T.: Projekt nowej taryfy energii elektrycznej dla odbiorców przemysłowych. Energetyka Przemysłowa — Gospodarka Ciepła 1957, Nr 5, s. 174—177.
4. Копецки К.: Koszty stałe elektroenergetyki w perspektywie krajowej. PAN — Komitet Elektryfikacji Polski, Warszawa, 1958.
5. Kozłowski H. S.: Teoria optymalnych kształtów maszyn indukcyjnych. Arch. Elektr. 1955, T. IV, z. 4, s. 585—607.
6. Mejro Cz.: Gospodarcze obliczenia sieci elektroenergetycznych. Przegląd Elektr. 1957, Nr 6, s. 250—255.
7. Postnikow J. M.: Die Wahl optimaler geometrischer Abmessungen elektrischer Maschinen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1955.
8. Śliwiński T., Wdowiak B.: Ocena serii maszyn elektrycznych metodą analizy łącznych kosztów amortyzacji i eksploatacji. Przegląd Elektr., 1955, Nr 5, s. 327—335.
9. Wdowiak B.: Kryteria oceny ekonomiczności trójfazowych silników indukcyjnych asynchronicznych. Praca kandycka (niepublikowana) Katedra Maszyn Elektrycznych Polit. Warsz. 1958.

ОЦЕНКА ЭКОНОМИЧНОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ ИНДУКЦИОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Задачей электродвигателя является создание в течение T лет его эксплуатации механической энергии, стоимость которой W_{m_e} определена формулой (2). Эксплуатационные расходы по электродвигателю K_c в этот период времени выражены формулой (3). Коэффициент дисконта d при годовом проценте r определен формулой (1).

Перед началом эксплуатации электродвигателя потребитель вынужден произвести некоторые инвестиционные затраты, связанные с куплей и установкой двигателя. Основой оценки экономичности электродвигателя является показатель стоимости пользования двигателем ε , определенный формулой (7), дающей величину затрат потребителя, необходимую для продукции при помощи двигателя единицы стоимости механической энергии (например 1 зл.). При неизменности годовых издержек по эксплуатации K_e и годичной стоимости механической энергии W_m , принимая коэффициент амортизационного отчисления учитывающий накопление R согласно формуле (9), показатель ε можно определить по формуле (10)

$$\varepsilon = \frac{K_e}{W_m} R + \frac{K_c}{W_m}.$$

Стоимость эксплуатации двигателя K_e включает себестоимость электродвигателя K вычисленную по формуле (18) на основании стоимости израсходованных активных материалов с учетом среднего отношения u стоимости этих материалов к себестоимости машины, равно как и стоимость эксплуатации $K_e R^1$ в течение эксплуатации двигателя.

Годичные издержки по эксплуатации электродвигателя K_e в смысле суммы издержек по потерям активной энергии в двигателе и по израсходованной двигателем реактивной энергии вычисляются по формуле (23), являющейся результатом учета формулы (22), дающей отношение в стоимости единицы реактивной энергии к себестоимости единицы активной энергии, выраженное произведением коэффициента стоимости реактивной энергии β на $\operatorname{tg}^{1/2} \varphi$ применительно к формуле (19).

Параметром играющим важную роль во влиянии на издержки по эксплуатации двигателя является наряду с коэффициентами мощности $\cos \varphi$, полезного действия η и себестоимости активной энергии C_{en} также и продолжительность годового расхода энергии в часах h . Это влияние проявляется непосредственно и косвенно посредством влияния на величину коэффициента стоимости активной энергии γ_{en} .

Из формулы (24) определяющей стоимость производства 1 кВт часа механической энергии k_w при определенной нагрузке двигателя вытекает, что при определенной стоимости закупки единицы активной энергии C_{en} она зависит от коэффициента стоимости эксплуатации q определенного формулой (25).

Для оценки экономичности преобразования энергии в электродвигателе вводится новое понятие экономического коэффициента полезного действия эксплуатации электродвигателя η_{ek} выражающее согласно формуле (26)

$$\eta_{ek} = \frac{C_{en}}{C_{en} + k_w}$$

отношение стоимости закупки 1 кВт часа электрической энергии к стоимости 1 кВт часа механической энергии, отданной двигателем при данной нагрузке.

После преобразований этой формулы получаем формулу (29) дающую η_{ek} в форме учитывающей одновременно влияние коэффициентов мощности и полезного действия на издержки по эксплуатации двигателя.

Годичные издержки по эксплуатации электродвигателя K_e определяет формула (32), а стоимость механической энергии отданной двигателем в течение года W_m — формула (34). Показатель стоимости двигателя ε_k будет согласно формуле (35) равен:

$$\varepsilon_k = \frac{K}{W_m} R = \frac{KR \eta_{ek}}{Ph \gamma_{en} C_{en}}$$

Показатель стоимости эксплуатации двигателя ε_e определен формулой (37)

$$\varepsilon_e = \frac{K_e}{W_m} = q \cdot \eta_{ek} = 1 - \eta_{ek}.$$

Показатель стоимости пользования двигателем ε являющийся суммой показателей ε_k и ε_e дан формулой (38).

По формулам 42–57 можно вычислить показатели ε_k , ε_e и ε для типа x электродвигателя и для серии индукционных двигателей с учетом изменений нагрузки в течение года. Символ N_x обозначает годичный спрос на количество штук электродвигателей типа x , определенной мощности напряжения и скорости вращения.

Производя ряд расчетов вариантов двигателя определенной конструкции, количества полюсов, номинальной мощности, напряжения и перегружаемости вращающего момента исполненных из одних и тех же материалов, при постоянном отношении стоимости материалов к стоимости электрической энергии, отличающихся переменными параметрами η и $\cos \varphi$, можно вычертить кривую себестоимости K электродвигателя в зависимости от экономического коэффициента полезного действия η_{ek} (рис. 1.). Определяя полученную графическим путем зависимость $K = f(\eta_{ek})$ при помощи формулы (58) с соответственно подобранным показателем степени возраста стоимости двигателя λ (формула 59) и находя аналитически минимум функции $\varepsilon = f(\eta_{ek})$ получим формулу (63), дающую оптимальную величину экономического коэффициента полезного действия двигателя $\eta_{ek_{opt}}$. Анализ формулы (63) показывает, что трехфазный электродвигатель определенного типа не может быть в одинаковой степени экономичен для разных продолжительностей времени работы в течение года, выраженных в сумме часов работы. Определение $\eta_{ek_{opt}}$ позволяет найти величины η и $\cos \varphi$ для которых показатель ε достигает минимума. Тип электродвигателя с определенными, указанным способом, экономическими параметрами будет решением двигателя, имеющим правильную „внешнюю” экономичность.

Иллюстрирующие расчеты произведены для двух электродвигателей: низкого напряжения 160 кВт 975 об/мин и высокого напряжения 250 кВт 1470 об/мин. При расчетах принято $T=10$ лет; $r=7\%$; $R=0,1424$; $c_{Fe}=11,00$ зл/кг. Расчеты произведены для $h=6000$ часов и для $h=1500$ часов.

Для двигателя низкого напряжения принято кроме того $\beta=0,075$; $u=0,45$; $c_{Cu}^{\lambda\lambda}=55,00$ зл/кг и $c_{Fe}^{VV}=0,58$ зл/квтч. Для двигателя высокого напряжения принято соответственно: $\beta=0,045$; $u=0,35$; $c_{Cu}^{\lambda\lambda}=77,00$ зл/кг и $c_{Fe}^{VV}=0,55$ зл/квтч.

Результаты расчетов сведены в таблице 1. Результаты исследований иллюстрированные рис. 3 показали, что изменения структуры цен не изменяют принципиально взаимных зависимостей показателей.

Для двигателя высокого напряжения произведен расчет методом Б. Дубицкого [1] с целью применения метода определения оптимального экономического коэффициента полезного действия двигателя. Исследованы изменения показателей ε , ε_k и ε_e в зависимости от η_{ek} для различных вариантов расчета при неизменной номинальной мощности двигателя, неизменной перегружаемости вращающего момента и неизменном отношении длины пакета активного железа статора к его наружному диаметру. Кривые показателей ε , ε_k , ε_e и себестоимости двигателя K в функции η_{ek} даны на рис. 4 и 5.

Из произведенного анализа вытекает целесообразность конструирования двух модификаций двигателей: легких и дешевых с несколько худшими эксплуатационными параметрами — для кратковременных режимов работы, и для продолжительной работы — с экономическим коэффициентом полезного действия возможно близким к оптимальному, причем двигатели эти окажутся несомненно более тяжелыми и дорогими.

Анализ рис. 5 приводит к заключению, что при данном η_{ek} для уменьшения ε следует избирать вариант с уменьшенным $\cos \varphi$, но зато увеличенным η .

Результаты вычислений данные на рис. 6 показывают, что изменение отношения цен меди и электротехнической стали не влияет практически на $\eta_{ek_{opt}}$. В то же время увеличение вдвое стоимости энергии вызывает некоторое увеличение $\eta_{ek_{opt}}$.

З а к л ю ч е н и я

1. Основным критерием для выбора экономически оправданного варианта из числа электродвигателей удовлетворяющих требованиям технических условий, является показатель стоимости пользования двигателем, определяющий издержки необходимые для создания двигателем единицы стоимости механической энергии.

2. При проектировании и выборе двигателя необходимо учитывать характер распределения нагрузки и время работы в течение года, а в обоснованных случаях принимать модификации двигателей или серий, приспособленные экономически к кратковременной или к продолжительной работе.

3. Показатель стоимости двигателя составляет несколько, до около двадцати процентов показателя стоимости пользования двигателем. Во многих случаях может быть экономически обоснованным даже большое повышение стоимости двигателя (например в 50%) если благодаря этому достигается понижение издержек на эксплуатацию двигателя (например в 10%), так как это приводит в результате к понижению показателя стоимости двигателя.

4. Результаты вычислений указывают на доминирующее влияние изменения к.п.д. на издержки по эксплуатации двигателя по сравнению с влиянием такого же изменения коэффициента мощности, и на необходимость достижения возможно больших значений η и $\cos \varphi$ не только при номинальном режиме работы, но также и при относительно небольших нагрузках.

5. Ухудшение к.п.д. двигателя на 0,01 ведет например к повышению показателя стоимости эксплуатации на 5—10%, что составляет в абсолютных величинах до 50% значения показателя стоимости двигателя. Отсюда вытекает необходимость соблюдения при продукции двигателей нормированных допусков по η и $\cos \varphi$.

6. При проектировании серии необходимо обеспечить возможно наилучшую экономичность для двигателей, на которые имеется наибольший спрос.

7. Настоящая работа может найти применение при анализировании экономических преимуществ связанных с внедрением в эксплуатацию новых серий электродвигателей и при оценке экономической целесообразности применения новых конструктивных и технологических решений, а также при выборе соответственных материалов.

8. Поданный метод и его применение можно использовать для оценки экономичности различных видов электрических машин, а также при технико-экономических расчетах в некоторых других областях электроэнергетики.

ESTIMATE OF THREE-PHASE INDUCTION MOTORS ECONOMY

1. Introduction

A new method of estimating the economy of three-phase induction motors based on analysis of the index value of motor running cost is provided. Furthermore the attempt is made to enlighten the following problems:

1.1. Investigation of the influence which varying production cost of the motor and its operating cost exercise on the value of the sum of these both costs.

1.2. Determining of the optimum ratio of production and operating costs of the motor at which the index of the motor running cost reaches the minimum value.

1.3. Establishing of dependence embracing the influence which the efficiency and power factor exercise on the motor operating cost in conjunction with the concurrent examination of the influence which each of these factors exerts on this

cost separately. The theory of the economic efficiency of operating of the three-phase induction motor conceived by the author and the results of resolved numerical examples ease to interpret the above problems.

2. Basic criterion in estimating the electric motors economy

The task imposed upon the electric motor is to supply throughout T years of its operation the mechanical energy which value in consecutive operation years expressed in currency units arbitrarily chosen amounts to

$$W_{m_1}, W_{m_2}, W_{m_3} \dots W_{m_T}.$$

Total value of mechanical energy W_{m_c} given out by motor throughout the whole operating period is computed with the aid of discount method in accordance with the formula (2)

$$W_{m_c} = \sum_{l=1}^{l=T} \frac{W_{m_l}}{d^l}$$

by reducing the production value in consecutive years to the beginning of the motor operating period. Similarly the motor operating costs which the user has to meet in consecutive years $K_{c_1}, K_{c_2}, K_{c_3} \dots K_{c_T}$ are being reduced to the same instant determining the total K_{c_c} conforming to the formula (3). The discount factor d at the annual rate of interest r can be found from the formula (1).

Prior to starting the motor operating the user has to meet the investment outlays K linked with the purchase of the motor and its installing.

In the interest of national thrift certain production effects should be achieved with possibly lowest investment and operating expences. In the case of the electric motor as the basis of estimate of its economy, expressing to what extent imposed requirements have been fulfilled a concept of the index of the motor running cost ε defined by the the formula (7)

$$\varepsilon = \frac{K_i + \sum_{l=1}^{l=T} \frac{K_{c_l}}{d^l}}{\sum_{l=1}^{l=T} \frac{W_{m_l}}{d^l}}$$

is introduced.

From the economical viewpoint the index of the motor running cost expresses the cost to be met by motor user during its operating period to provide the mechanical energy of the unit value (for example of 1 zloty).

If simplified assumptions as to the constancy in particular years of the annual operating costs K_c and the annual values of the mechanical energy W_m are made and the annual depreciation factor R taking into account the accumulation is introduced according to (9)

$$R = \frac{1}{\sum_{l=1}^{l=T} d^l}$$

then the index ϵ assumes the form (10)

$$\epsilon = \frac{K_i}{W_m} R + \frac{K_e}{W_m}.$$

The index of the motor running cost ϵ may be considered as the sum of the index of the motor cost ϵ_k (12) and that of the motor operating cost ϵ_e (13).

3. Running costs of induction motor

The estimate of the induction motor economy is carried out on the ground of the analysis of the production self-cost K of each motor and its operating cost $K_e R^{-1}$ during the motor running period.

The sum of these both costs represents the motor running cost

$$K_u = K + K_e R^{-1}.$$

The motor self-cost K may be determined by the formula (18) on the basis of costs of the gross weight of used active materials, iron (with the weight G_{Fe} and unit price c_{Fe}) and copper (with the weight G_{Cu} and unit price c_{Cu}) taking into account the average ratio u between the active material cost of motor and its self-cost.

The annual motor operating cost K_e considered as the sum of the active energy losses in the motor plus the cost of the reactive energy consumed by the motor is determined by the formula (23)

$$K_e = \frac{P}{\eta} h \gamma_{en} c_{en} (1 - \eta + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi)$$

being transformed from the formula (19) taking into account the formula (22), expressing the ratio b between the cost of the reactive energy unit and the self-cost of the active energy unit as the product of the coefficient of the reactive energy cost β by $\operatorname{tg}^{1/2} \varphi$.

Among the parameters effecting the operating cost of the motor under power load P , beside the power factor $\cos \varphi$, the efficiency η and the self-cost of the active energy c_{en} an important part is played also by the amount of hours h the motor is consuming the energy from the grid per year and this not only direct but through the influence on the coefficient of the active energy γ_{en} as well. The dependence between the value of this coefficient, affecting the purchase cost of the active energy unit (20) and the time h is expressed by the formula (21) worked out on the basis of the new electric energy block tariff projected for the consumers of industry.

4. Economic efficiency of induction motor operating

From the formula (24) expressing the production cost k_w per kWhr of the mechanical energy under a fixed motor loading it follows that this cost for a given purchase cost of the active energy unit C_{en} depends on the value of the operating cost coefficient q determined by the formula (25)

$$q = \frac{k_w}{C_{en}} = \frac{1 - \eta + \beta \operatorname{tg}^{3/2} \varphi}{\eta},$$

expressing the energy losses linked with getting of the mechanical energy unit on the shaft.

For the estimate of economy of energy conversion in the motor operating under

fixed loading the concept of the coefficient of economic efficiency of operating is introduced which according to the formula (26)

$$\eta_{ek} = \frac{C_{en}}{C_{en} + k_w}$$

expresses the relation between the purchase cost of 1 kWhr of electric energy and the cost of kWhr of mechanical energy given out by the motor under given loading.

After the transformations η_{ek} may be expressed by the formula (29)

$$\eta_{ek} = \eta \eta_b$$

where in accordance with the formula (30)

$$\eta_b = \frac{1}{1 + \beta \operatorname{tg}^2 \varphi}.$$

The formula (29) represents η_{ek} in a manner linking the effect that efficiency and power factor exercises on the motor operating cost. Interdependence between the coefficients ϱ and η_{ek} is given by the formula (31)

$$\varrho = \frac{1 - \eta_{ek}}{\eta_{ek}}.$$

5. Index of induction motor running cost

The annual motor operating cost K_e is determined by the formula (32)

$$K_e = Ph \gamma_{en} c_{en} \varrho$$

thus the value of the mechanical energy W_m given out by motor per year is evaluated from the formula (34)

$$W_m = Ph \frac{\gamma_{en} c_{en}}{\eta_{ek}}.$$

The index of the motor cost ε_k by the self cost being K according to the formula (35) amounts to

$$\varepsilon_k = \frac{K}{W_m} \quad R = \frac{KR \eta_{ek}}{Ph \gamma_{ek} c_{en}}.$$

The index of the motor operating cost ε_e defines the formula (37)

$$\varepsilon_e = \frac{K_e}{W_m} = \varrho \eta_{ek} = 1 - \eta_{ek}.$$

The index of the motor running cost ε as the sum of the indeces ε_k and ε_e is defined by the formula (38).

The relation between ε_e and ε_k according to the formula (40) is

$$\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_k} = \frac{Ph \gamma_{en} c_{en} \varrho}{KR}.$$

The value of the ratio of both indeces for given motor loadings similarly to the value of the index of the motor cost ε_k depends only on the annual motor operating time varying proportionally to the product $h \gamma_{en}$. The value of the index of the

motor operating cost ϵ , depends only on the economic efficiency of motor operating η_{ek} .

6. Formulae for computing of indeces of motor running cost and indeces of running cost of series of induction motors

Formulae (42) to (57) enables to compute the indeces for the type x of the motor and for the series of induction motors with regard to the distribution of the loading throughout the year.

For numerical determination it has been assumed that the motor of a rated power P_x operates during h_x hours per year. Throughout the period amounting to t'_x in relation to the total operating time h_x it operates with relative loading n'_x with regard to the full power loading necessary for the user P_{rx} throughout the period t''_x with a relative loading n''_x and so on.

The index y in the formula relates to the low-voltage motors; z — to the high-voltage motors and s — to whole series of motors. Symbol N_x denotes the annual demands of typ x of the motor of determined power, voltage and rotational speed.

7. Optimum economic efficiency of the induction motor operating

If for a motor of predetermined induction number of poles, rated power and voltage, required torque overloading, determined kind of materials and for a given ratio of purchase prices of electric energy and material to make a number of evaluations which would result in various solutions of the types with varying parameters of η and $\cos \varphi$ a curve of motor self-cost K may be plotted in function of the economic efficiency η_{ek} (Fig. 1).

Expressing the curve graph $K=f(\eta_{ek})$ by the formula (58)

$$\frac{K}{K_1} = \left(\frac{\eta_{ek}}{\eta_{ek_1}} \right)^\alpha$$

with appropriately chosen value of the exponent of the motor cost growth α (59) a new formulae for the index motor cost ϵ_k (61) and the index of its running cost ϵ (62) may be obtained.

Defining analytically the minimum of function $\epsilon = f(\eta_{ek})$ we arrive at the formula (63)

$$\eta_{ek_{opt}} = \eta_{ek_1} \sqrt{\frac{Ph\gamma_{en}c_{en}}{K_1R(\alpha+1)}}$$

which determines the optimum value of the economic efficiency of the motor operating $\eta_{ek_{opt}}$.

The analysis of the formula (63) paints out that the change in the annual motor operating time h and the change of coefficient of the active energy cost γ_{en} , hence a change of product involves a change of value of the optimum economic efficiency of the motor operating. Consequently the three-phase motor of predetermined type cannot be economical to the same degree for various values of total annual motor operating time.

Such an ascertainment must lead to the consideration of usefulness of designing of two different types of the same motor i. e. one of which, for instance, would

be economical for longlasting run during the year and the second for short-lasting one.

Derived dependencies which define $\eta_{ek_{opt}}$ enable to predict the parameter values of η and $\cos \varphi$ at which the index of the motor running cost reaches minimum. The type of the motor with the economical parameters defined in such a manner will provide a correct solution of the external motor economy.

8. Numerical examples

The calculations have been performed for two following motors:

a. Low-voltage motor, 160 kW, 975 rev. per min.,

b. High-voltage motor, 250 kW, 1470 rev. per min.

The assumptions made are as follows: the period of motor running $T=10$ years, rate of interest $r=7\%$ and deriving from it the annual depreciation factor $R=0,1424$, price of the electrical sheet $c_{Fe}=11$ zlotys per kg.

The calculations embraces two values of the motor operating time during the year i. e. $h=6000$ and 1500 hours.

Furthermore it has been assumed that for the low-voltage motor:

$$\beta=0,075$$

$$u=0,45$$

price of insulation wire c_{Cu}^{NA} zlotys per kg. Active energy cost $c_{en}^{NA}=0,58$ zlotys per kWhr.

Similarly for the high-voltage motor:

$$\beta=0,045,$$

$$u=0,35,$$

$$c_{Cu}^{WN}=77 \text{ zlotys per kg,}$$

$$c_{en}^{WN}=0,55 \text{ „ „ kWhr.}$$

Respective values of η , η_b , η_{ek} , q and $\cos \varphi$ by various loadings for each of the motor have been taken from Fig. 2 correspondingly.

8.1. Calculation of index of motor-running cost

The calculation results given in Table 1 point out that the index of the motor running cost ϵ_k (as well as the motor self-cost K) amounts to comparatively not considerable part of the index value of the motor running cost (or of the motor running cost consequently).

8.2. Investigation of influence of price structure of active materials and electric energy on the interdependence of indeces of the motor cost, motor operating cost and motor running cost

The investigation results recorded on the Fig. 3 shows that the change of discussed price structure in given example does not alther within extensive limits the interdependencies between the values of examined indeces in a decisive manner.

8.3. Application of the method defining the optimum economic efficiency of motor operating

The explore index changes of ϵ , ϵ_k and ϵ_c in function of η_{ek} for various calculation versions at the constant rated power of motor and constant torque over loading by constant ratio between the length of the active iron of stator and its inner diameter, the calculation of the high-voltage motor (250 kW) using B. Dubicki's method [1] has been carried out.

The first calculation version is made under assumption that in particular types of motor with increasing $\eta \cos \varphi$ increases. In the second version for all motor types it has been assumed that $\cos \varphi = 0,92$ and in the third one $\cos \varphi = 0,875$. The calculation has been made for $h = 6000$ and 1500 hours of the annual motor operating time with the rated power $P_{zn} = 250$ kW.

The curves of index values ε , ε_k , ε_c and motor self-cost K in function η_{ek} emerging from the first calculation version are given in Fig. 4 and for the remaining ones in Fig. 5.

Performed considerations point out that concept of two variants of motor construction is feasible and so for a short-lasting operating time a motor of light and cheap design, although may be of slightly worse operating parameters; whilst for a long-lasting operating time a motor with the economic efficiency nearing to the optimum value, though undoubtedly of a heavier and more expensive design.

Examination of the Fig. 5 leads to the conclusion that if we are obliged to divert from the optimum value of η_{ek} then to reduce the value of index ε at a given η_{ek} , amongst all possible solutions such one should be selected which corresponds to the lower value of $\cos \varphi$ but higher η .

This fact underlines the predominant influence of η on the decrease of ε in comparison with $\cos \varphi$.

8.4. Investigation of influence of price structure of active materials and electric energy on the optimum value of economic efficiency of motor operating.

The results of calculations given in Fig. 6 show that the change in price ratio between the copper and iron within assumed limits 5 to 9 does not effect practically the value of $\eta_{ek_{opt}}$ whilst twofold increase of energy cost involves a certain rise of $\eta_{ek_{opt}}$ value.

9. Conclusions

9.1. Basic criterion for the choice amongst all motors fulfilling required technical conditions of an economically justified variant comprehends the value of index of the motor running cost expressing the necessary cost for given out by the motor the mechanical energy of unit value.

9.2. In motor designing and selecting it is necessary to take into account in an adequate degree the character of loading distribution and total annual motor operating time and in justified cases to use the variants of motors or series which would be either economical by the long-lasting operating time or by the short-lasting operating time.

9.3. The index of the motor cost constitutes from several to twenty several percent of the index of the motor running cost. Hence, in many cases, it may be economically justified a quite a marked increase of the motor cost (for example by 50%), under conditions that this will involve a decrease in the motor operating cost (for instance by 10%) and as the results of the changes a drop in motor running cost will take place.

9.4. The calculation results stress the predominant influence of the efficiency changes on the motor running cost in comparison to the influence of similar changes of the power factor and they point out on the necessity of getting possibly greatest values of η and $\cos \varphi$ not only at the rated operation but also at comparatively small loadings as well.

9.5. Deterioration of the motor efficiency for example by 0,01 involves a decrease of the index of the operating cost by 5 to 10% i. e. by an absolute value

often exceeding 50% of index value of the motor cost. Hence it is necessary to guard that η and $\cos \varphi$ remain within compulsory tolerances.

9.6. In designing of series a care should be taken to secure possibly highest economy, in particular, for those motors which are in greatest demand.

9.7. Presented work may find its application in analysis of the economical benefits linked with setting up of the new production and in estimating of economic sense of the new design solutions technologically sound, and finally in the choice of appropriate materials.

9.8. Suggested method and its manner of application may be used equally in estimating of economy of the remaining electric machines or even in technical and economical calculations in some other electric energy branches.



F. ANDRZEJEWSKI, Z. ORZESZKOWSKI

Rekopis nadestano 5. 7. 1958

1. WSTEP

Jeśli chodzi o pomiar temperatury wirników zwartych, to sprawa ta obecnie praktycznie nie jest rozwiązana. Opracowywane są metody pomiarowe oparte na określaniu temperatury wirnika przy zastosowaniu termometru optycznego [10] itp. Inne znowu metody oparte są na wzorach obliczeniowych wyprowadzonych teoretycznie [6], a jeszcze inne, na pomiarze lub obliczeniu ilości ciepła wydzielonego przez wirnik [1].

Te metody pomiarowe wymagają bądź skomplikowanych aparatów lub urządzeń, które ograniczają ich zakres stosowania tylko do pewnych typów maszyn, bądź też oparte są na stosowaniu trudnych do określenia współczynników i parametrów, jak np. współczynnik przejmowania ciepła, szybkość i ciśnienie powietrza w różnych częściach maszyny itp. Tak określone temperatury posiadają zazwyczaj duży uchyb, który nawet nie zawsze może być określony.

Poniżej podano metodę określenia średniej temperatury na podstawie pomiaru poślizgu od zakończenia rozruchu do stanu cieplnego ustalonego. Metoda ta pozwala w sposób prosty i szybki, za pomocą bardzo prostych urządzeń określić temperaturę wirnika z dużą dokładnością. Ważne jest jeszcze i to, że można dokonywać pomiaru nagrzania w różnych warunkach pracy maszyny. Metoda ta została sprawdzona przez autorów na licznych maszynach pierścieniowych dużych mocy, gdzie istniały możliwości porównania otrzymanych danych z wynikami pomiarów temperatury wyznaczonej z przyrostu oporności.

Przy określaniu stosunku SEM-nych w stanie zimnym i nagrzanym, występującym we wzorze na temperaturę, oparto się na dużym materiale doświadczalnym i obliczeniowym fabryki M-5.

2. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI POŚLIZGU, SEM I PRĄDÓW OD TEMPERATURY WIRNIKA

2.1. Zależność poślizgu od temperatury

Poślizg silnika asynchronicznego zależy od strat mechanicznych S_m i strat w uzwojeniu wirnika S_{Cu2} . Ponieważ straty mechaniczne są praktycznie stałe w szerokich granicach obciążeń (od biegu luzem aż do 1,2 P_{2n}), przeto zmiany wielkości poślizgu s związane są głównie ze stratami w miedzi wirnika, które można obliczyć ze wzoru

$$S_{Cu2} = I^2 R_2, \quad (1)$$

przy czym R_2 jest całkowitą opornością uzwojenia wirnika.

Straty w uzwojeniu wirnika można jeszcze wyrazić zależnością

$$S_{Cu2} = P_{12} s = (P_2 + S_m) \frac{s}{1-s}, \quad (2)$$

gdzie P_{12} — moc pola wirującego,

P_2 — moc na wale.

Ze wzoru (2) widać, że przy stałej mocy P_2 i stratach mechanicznych S_m , straty w uzwojeniu wirnika, a więc i jego temperatura, są funkcją poślizgu.

Ze wzoru (1) i (2) można określić również oporność uzwojenia wirnika w zależności od poślizgu jako

$$R_2 = \frac{P_2 + S_m}{I_2^2} \frac{s}{1-s} = \frac{\text{const}}{I_2^2} \frac{s}{1-s}.$$

Jeżeli po rozruchu maszyny obciążonej mocą P_2 oporność wynosi R_{2z} , prąd — I_{2z} i odpowiadający temu poślizg — s_z , a w ustalonym stanie cieplnym odpowiednio: R_{2c} , I_{2c} i s_c , wtedy stosunek tych oporności jest

$$m = \frac{R_{2c}}{R_{2z}} = \frac{\frac{1}{I_{2c}^2} \frac{s_c}{1-s_c}}{\frac{1}{I_{2z}^2} \frac{s_z}{1-s_z}} = \left(\frac{I_{2z}}{I_{2c}} \right)^2 \frac{s_c}{s_z} \frac{1-s_z}{1-s_c}.$$

Ponieważ zaś

$$m = \frac{R_{2c}}{R_{2z}} = 1 + a_z \vartheta_c = 1 + \frac{\vartheta_c}{235 + t_z},$$

przy czym a_z jest współczynnikiem cieplnym oporności uzwojenia, a t_z oznacza temperaturę uzwojenia wirnika po zakończeniu rozruchu przy mocy P_2 , przeto przyrost temperatury od zakończenia rozruchu do stanu cieplnego ustalonego określa wzór

$$\vartheta_c = \frac{m-1}{a_z} = \left[\left(\frac{I_{2z}}{I_{2c}} \right)^2 \frac{s_c}{s_z} \frac{1-s_z}{1-s_c} - 1 \right] (235 + t_z). \quad (4)$$

Uwzględniając, że SEM wirnika E_2 jest związana z SEM stojana E zależnością

$$E_2 = E \frac{s}{k},$$

gdzie k jest przekładnią zwojów uzwojeń stojana i wirnika, to stosunek prądów w równaniu (4) wyrazimy następującym związkem

$$\left(\frac{I_{2z}}{I_{2c}} \right)^2 = \frac{\frac{E_{2z}^2}{R_{2z}^2 + X_{2z}^2}}{\frac{E_{2c}^2}{R_{2c}^2 + X_{2c}^2}} = \frac{E_z^2}{R_{2z}^2 + X_{2z}^2} \left(\frac{s_z}{k} \right)^2 \frac{R_{2c}^2 + X_{2c}^2}{E_c^2} \left(\frac{k}{s_c} \right)^2. \quad (5)$$

Oporności indukcyjne X_{2c} i X_{2z} są bardzo małe w stosunku do oporności rzeczywistych R_{2c} i R_{2z} dlatego, że małe są częstotliwości odpowiadające poślizgom s_c i s_z ; ponieważ oporności indukcyjne występują jeszcze w kwadratach, więc ich wpływ jest znikomy, wobec czego wyrażenie (5) uprości się i przyjmie postać

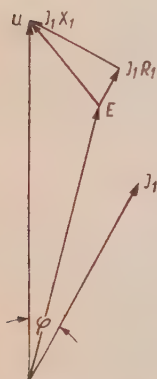
$$\left(\frac{I_{2z}}{I_{2c}} \right)^2 \approx \left(\frac{E_z}{E_c} \right)^2 \left(\frac{R_{2c}}{R_{2z}} \right)^2 \left(\frac{s_z}{s_c} \right)^2. \quad (6)$$

Po podstawieniu wyrażenia (6) do wzoru (4) i uporządkowaniu, przyrost temperatury określamy wzorem

$$\vartheta_c = \left[\left(\frac{E_c}{E_z} \right)^2 \frac{s_c}{s_z} \frac{1-s_c}{1-s_z} - 1 \right] (235 + t_z). \quad (7)$$

Na podstawie wzoru (7) można znaleźć przyrost temperatury wirnika, znając stosunek SEM-nych stojana po ukończeniu rozruchu (E_z) i w stanie cieplnie ustalonym (E_c) jak również poślizgi odpowiadające tym dwóm stanom s_z i s_c oraz temperaturę po rozruchu t_z . Określenie stosunku $C_c = \left(\frac{E_c}{E_z} \right)^2$ oraz nieznaną temperaturę t_z będzie omówione poniżej.

2.2. Określenie stosunku SEM $C_c = \left(\frac{E_c}{E_z} \right)^2$



Rys. 1. Wykres wektorowy stojana silnika asynchronicznego.

Na podstawie wykresu wektorowego stojana maszyny (rys. 1) można wyrazić SEM wzorem

$$E^2 = U^2 - UI_1(R_1 \cos \varphi + X_1 \sin \varphi) + I_1^2(R_1^2 + X_1^2). \quad (8)$$

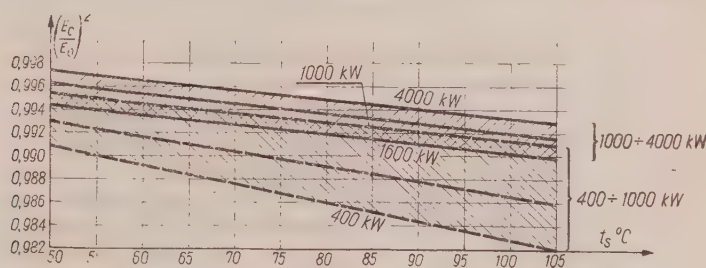
Przy zmianie temperatury zmienia się oporność R_1 oraz prąd I_1 . Stwierdzono doświadczalnie, że w dużych maszynach, przy zmianie temperatury w granicach 15—100°C, wzrost prądu jest mniejszy od 1%. Ponieważ zmiany kąta φ pod wpływem temperatury są nieznaczne, więc praktycznie można przyjmować, że kąt ten od temperatury nie zależy.

Parametrem, którego wartość najbardziej się zmienia pod wpływem temperatury, jest oporność R_1 . Ponieważ jednak wartość oporności R_1 jest bardzo mała w stosunku do oporności indukcyjnej X_1 , więc zmiany R_1 mają minimalny wpływ na zmiany SEM-nej E .

SEM stojana E_z odnosi się do temperatury po rozruchu, natomiast SEM stojana E_0 jest odniesiona do temperatury otoczenia. Ponieważ podczas rozruchu uzwojenie stojana nagrzewa się niewiele, a ponadto SEM E_z zmienia się nieznacznie, nawet przy dużych zmianach temperatury, można przeto przyjąć, że: $E_z \approx E_0$ i $\left(\frac{E_c}{E_z} \right)^2 \approx \left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2$.

Na podstawie pomiarów i obliczeń wyznaczono wartości stosunku $\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2$ dla maszyn z wirnikami zwartymi i pierścieniowymi o mocach od 400 do 4000 kW i obrotach od 365 do 2960 na minutę przy napięciach 3000 i 6000 V.

Przy wyznaczaniu wartości $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ uwzględniono również wpływ temperatury wirnika i jako temperaturę maksymalną przyjęto 180°C . Należy zaznaczyć, że temperatura wirnika wywiera tak mały wpływ na wartość $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$, że w obliczeniach można z wystarczającą dokładnością przyjmować jednakowe temperatury stojana i wirnika. Uzyskane wyniki dla $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ w funkcji temperatury podano na rys. 2. Wartości średnie (linie grube) są określone jako średnie arytmetyczne z wyników, a nie jako średnie



Rys. 2. Zależność $C_e = \left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2 = f(t_s)$ dla stojanów maszyn asynchronicznych mocy $(400 \div 1000)$ kW — linie przerywane i mocy $(1000 \div 4000)$ kW — linie ciągłe; wartości C_e podane są dla maszyn z wirnikami zwartymi i pierścieniowymi, o obrotach od 365 ÷ 2960 na minutę i napięcia 3000 i 6000 V.

różnić wartości maksymalnych i minimalnych, chociaż obydwie te średnie niewiele różnią się od siebie.

Jak widać z otrzymanych wyników, moc i temperatura ma wpływ na wartość $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$. Pasma $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2 = f(P_1)$ dla mocy $400 \div 1000$ kW jest nieco większe i bardziej zależy od temperatury niż dla mocy $1000 \div 4000$ kW. Średnia wartość $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2 = q(t_s)$ dla mocy $1000 \div 4000$ kW jest znacznie większa niż dla mocy niższych $400 \div 1000$ kW.

Na podstawie wykresu (rys. 2), można stwierdzić, że wartość $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ określa się tylko dwoma parametrami: mocą maszyny i przewidywaną temperaturą uzwojenia stojana t_s . Ponieważ poszczególne pasma są wąskie i zmiany $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ z temperaturą są niewielkie, przeto wartość $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ nawet dla niedokładnie określonej temperatury można wyznaczyć

z dużą dokładnością. Wpływ dokładności określenia $\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$ na dokładność temperatury wirnika będzie omówiony dalej.

3. OBLICZENIE PRZYROSTÓW TEMPERATURY WIRNIKA PO ROZRUCHU ϑ_1 I W STANIE USTALONYM ϑ_u

Ilość ciepła wytworzonego w uzwojeniu przez straty S_{Cu2} jest w każdej chwili równa sumie ilości ciepła przejętego przez uzwojenie i żelazo oraz ilości ciepła, oddawanej na zewnątrz. Bilans cieplny wyraża się więc jako

$$S_{Cu2} d\tau = cGd\vartheta + aF\vartheta d\tau, \quad (9)$$

gdzie S_{Cu2} — moc tracona na ciepło w uzwojeniu [W],

τ — czas nagrzewania [sek],

c — ciepło właściwe [WS/kg°C],

G — ciężar [kg],

ϑ — przyrost temperatury ponad temperaturę otoczenia [°C],

a — współczynnik przejmowania ciepła [W/cm²°C],

F — powierzchnia, z której ciepło jest oddawane do otoczenia [cm²].

Po rozwiązaniu równania (9) i uwzględnieniu warunku początkowego (dla $\tau=0$ przyrost temperatury jest $\vartheta=\vartheta_z$), otrzymany

$$\vartheta = \frac{S_{Cu2}}{aF} (1 - e^{-\tau \frac{aF}{cG}}) + \vartheta_z e^{-\tau \frac{aF}{cG}}. \quad (10)$$

Chwila $\tau=0$ odpowiada zakończeniu rozruchu i jest pierwszym punktem pomiaru poślizgu. Ilość ciepła wytworzona w czasie rozruchu powoduje przyrost temperatury ϑ_z , któremu odpowiada poślizg s_z w chwili rozpoczęcia pomiaru ($\tau=0$).

Przebieg wyrażony równaniem (10) składa się z dwóch funkcji; jednej, rosnącej

$$\vartheta_1 = \frac{S_{Cu2}}{aF} (1 - e^{-\tau \frac{aF}{cG}}), \quad (11)$$

która przedstawia przyrost temperatury przy obciążeniu maszyny mocą $P_2 = \text{const}$ od chwili zakończenia rozruchu, oraz drugiej, zanikającej

$$\vartheta_2 = \vartheta_z e^{-\tau \frac{aF}{cG}}, \quad (12)$$

która przedstawia przyrost temperatury spowodowany rozruchem. W ustalonym stanie cieplnym, tzn. gdy $\tau = \infty$ przyrosty temperatur są

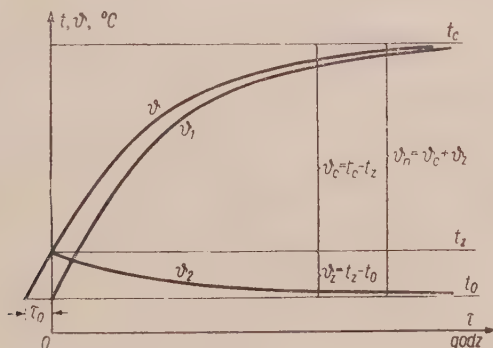
$$\vartheta_1 = \vartheta_u = \vartheta_c + \vartheta_z = \frac{S_{Cu2}}{aF}; \quad \vartheta_2 = 0.$$

Przyrost temperatury ϑ , wyrażony wzorem (10), jest przedstawiony graficznie na rys. 3. Z własności krzywych wykładniczych wynika, że krzywa wypadkowa ϑ jest krzywą ϑ_1 przesuniętą w lewo o odcinek τ_0 .

Występujący w potęgach wzoru (10) stosunek pojemności cieplnej do zdolności oddawania ciepła

$$T = \frac{cG}{\alpha F} = \frac{cG\vartheta_u}{S_{Cu2}}$$

przedstawia cieplną stałą czasową, wyrażającą czas, po którym układ cieplny (klatka i żelazo), nie oddając ciepła na zewnątrz, osiągnąłby ustalony przyrost temperatury ϑ_u .



Rys. 3. Przebieg przyrostów temperatur wirnika w czasie; ϑ — wypadkowy przyrost temperatury, ϑ_1 — przyrost temperatury gdyby nie było przyrostu początkowego, ϑ_2 — przyrost temperatury spowodowany rozruchem, $\vartheta_u = \vartheta_c + \vartheta_z$ — całkowity przyrost temperatury w stanie cieplnym ustalonym, $\vartheta_c = t_c - t_z$ — przyrost temperatury od chwili rozruchu do stanu ustalonego, t_0 , t_z , t_c — temperatura otoczenia, temperatura po rozruchu i w stanie ustalonym.

Uwzględniając powyższe oznaczenia, wyrażenie (10) można przedstawić w postaci

$$\vartheta = \vartheta_u(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}) + \vartheta_z e^{-\frac{\tau}{T}}. \quad (13)$$

W celu wyznaczenia przyrostu temperatury ϑ_c według wzoru (7), określa się na podstawie pomiarów poślizgu jako funkcję czasu: $s = f(\tau)$ od momentu zakończenia rozruchu ($s = s_z$) do osiągnięcia stanu cieplnego ustalonego ($s = s_c$); przez cały czas pomiaru napięcie, częstotliwość i moc P_2 muszą być stałe (rys. 4).

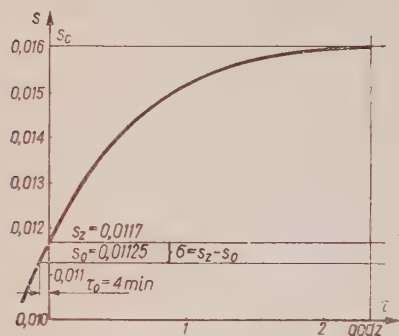
Do wyznaczenia całkowitego przyrostu temperatury $\vartheta_u = \vartheta_c + \vartheta_z$ konieczne jest jeszcze określenie przyrostu ϑ_z spowodowanego rozruchem. Przy założeniu, że w czasie rozruchu ciepło nie jest oddawane na ze-

wnątrz, żądany przyrost można określić ze wzoru (9) dla warunków $\tau = \tau_r$, $\vartheta = \vartheta_z$, $\alpha F = 0$; wtedy

$$\vartheta_z = \frac{1}{cG} \int_0^{\tau_r} S_{Cu r} d\tau = \frac{A_r}{cG}, \quad (14)$$

gdzie: A_r — energia cieplna wydzielona w czasie rozruchu.

$S_{Cu r}$ — straty ciepłne w wirniku w czasie rozruchu.



Rys. 4. Zależność poślizgu w funkcji czasu $s = f(\tau)$

Jednak ze wzoru (14) trudno jest określić przyrost ϑ_z dlatego, że pojem-

ność cieplna cG ulega zmianie w ciągu czasu rozruchu. Jeżeli rozruch odbywa się szybko, np. w czasie krótszym od 10 sek [9], wtedy można przyjąć, że całe ciepło jest skoncentrowane tylko w uzwojeniu i że $cG = c_{Cu} G_{Cu}$. Jeżeli zaś rozruch trwa dłużej, część ciepła wytworzonego w czasie rozruchu przechodzi do żelaza wirnika i wtedy $cG = c_{Cu} G_{Cu} + c_{Fe} G_{Fe} p$. Ponieważ wyznaczenie współczynnika $p (< 1)$ określającego ilość ciepła, które przeszło do żelaza, jest trudne, przeto przyrost ϑ_z określamy w sposób pośredni — przez wyznaczenie pewnego czasu zastępczego τ_0 , w którym przy obciążeniu $P_2 = \text{const}$ energia rozruchu A_r byłaby wytworzona przez straty $S_{Cu 2}$. Czas zastępczy τ_0 jest określony w postaci

$$\tau_0 = \frac{A_r}{S_{Cu 2}} \approx \frac{A_r}{s_z P_{12}} \approx \frac{A_r}{P_2 \frac{s_z}{1 - s_z}} \quad (15)$$

Zależność (15) jest słuszna pod warunkiem, że w ciągu czasu rozruchu τ_r i czasu zastępczego τ_0 taka sama ilość ciepła zostanie pochłonięta przez żelazo wirnika i oddana na zewnątrz. Takie założenie jest słuszne, gdyż czasy τ_r i τ_0 są bardzo małe (od kilkudziesięciu sekund do kilkunastu minut) w stosunku do czasu ustalania się temperatury wirnika, który wynosi około 2—4 godzin.

Wyznaczając przez ekstrapolację część krzywej $s = f(\tau)$ w lewo (krzywa przerywana na rys. 4) i odkładając odcinek odpowiadający czasowi τ_0 między przedłużoną częścią krzywej, a osią s , znajdziemy punkt s_0 , odpowiadający takiemu poślizgowi, jak gdyby maszyna miała tempera-

ture otoczenia t_0 . Mając określone wartości s_0 i s_c , obliczamy całkowity przyrost temperatury wirnika ze wzoru:

$$\vartheta_u = \left[\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2 \frac{s_c}{s_0} \frac{1-s_c}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_0). \quad (16)$$

Stosunek $\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2$, SEM stojana w ustalonym stanie cieplnym t_c i w temperaturze otoczenia t_0 , wyznacza się dla odpowiadającego im przyrostu temperatur i mocy maszyny z wykresu rys. 2.

Przyrost temperatury po okresie rozruchu obliczamy ze wzoru

$$\vartheta_z = \left[\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2 \frac{s_z}{s_0} \frac{1-s_z}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_0). \quad (17)$$

Energię traconą w wirniku podczas rozruchu, potrzebną do określenia czasu τ_0 , obliczamy z zależności

$$\begin{aligned} A_r &= \int_0^{\tau_r} S_{Cu r} d\tau = \int_0^{\tau_r} s P_{12} d\tau = \frac{n_s}{975} \int_0^{\tau_r} s M_e d\tau = \\ &= \frac{GD^2 n_s^2}{375} 10^{-3} \int_0^{s_c} \frac{M_e}{M_d} s ds - \frac{GD^2 n_s^2}{375} 10^{-3} \int_0^{s_c} \left(1 + \frac{M_m}{M_d} \right) s ds, \end{aligned} \quad (18)$$

gdzie:

$S_{Cu r} = s P_{12}$ — moc tracona na ciepło w uzwojeniu w czasie rozruchu [kW],

M_e, M_m, M_d — moment napędowy, obciążenia i dynamiczny [kgm],

GD^2 — wypadkowy moment zamachowy mas wirujących połączonych z wirnikiem [kgm²].

Do wyznaczenia energii potrzebna jest znajomość charakterystyk mechanicznych: $M_e = f(s)$ i $M_m = q(s)$ (rys. 5), które zdejmujemy się doświadczalnie lub też oblicza rachunkowo. Ze wzoru (18) wynika, że straty przy rozruchu będą tym mniejsze, im stosunek $\frac{M_m}{M_d}$ będzie mniejszy, tzn. im

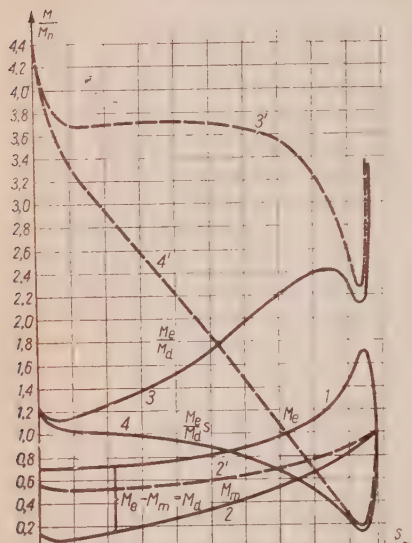
moment dynamiczny M_d będzie większy od momentu obciążenia M_m , oraz im mniejsze będą: moment zamachowy i liczba obrotów synchronicznych.

Ze względu na skomplikowany przebieg charakterystyk M_e i M_m , nie dający się wyrazić prostymi wzorami matematycznymi, całkę (18) wyznacza się graficznie. W tym celu, na podstawie wykreślonych charakterystyk rysuje się funkcję $\frac{M_e}{M_d} = f_1(s)$ (krzywa 3 lub 3'), a następnie funkcję

$s \frac{M_e}{M_d} = f_2(s)$ (krzywa 4 lub 4' na rys. 5). Powierzchnia ograniczona osiami

współzrzednymi i krzywymi 4 lub 4' wyraża żadaną całkę, która pomnożona przez $\frac{GD^2 n_s^2}{375} \cdot 10^{-3}$ daje energię przy rozruchu.

Przykład 1. Jako przykład rozpatrzony będzie silnik głębokożłobkowy



Rys. 5. Wykreślne obliczenie całki

$\int \frac{M_e}{M_d} s ds$; charakterystyki mechaniczne silnika $M_e = f(s)$ (krzywa 1), wentylatora $M_m = \varphi(s)$ (krzywa 2), wirówki $M_{m'} = \varphi'(s)$ (krzywa 2'); krzywe 3 i 3'

przedstawiają zależności $\frac{M_e}{M_d} = f_1(s)$,

krzywe 4 i 4' — zależności $\frac{M_e}{M_d} s ds = f_2(s)$.

o mocy $P_2 = 1250 \text{ kW}$, $n = 738$. $\frac{M_r}{M_n} = 70\%$, $\frac{M_k}{M_n} = 170\%$, $GD^2 = 2120 \text{ kGm}^2$,

Poślizg po zakończeniu rozruchu $s_z = 0,0117$, a po osiągnięciu ustalonego stanu cieplnego $s_e = 0,016$; czas ustalania się temperatury $\tau = 2 \text{ h } 20'$; krzywa $s = f(\tau)$ przedstawiona jest na rys. 3. Charakterystyka mechaniczna silnika jest podana na rys. 5 — krzywa 1. Silnik jest obciążony pompą odśrodkową (krzywa 2 rys. 5), dla której $(GD^2)_p = 850 \text{ kGm}^2$. Temperatura otoczenia wynosi $t_0 = 15^\circ \text{C}$. Energię traconą w czasie rozruchu obliczamy ze wzoru (18), a całkę występującą w tym wzorze z rys. 5, skąd mamy

$$\int_1^{s_z} \frac{M_e}{M_d} s ds = 0,768.$$

a energia całkowita

$$A_r = \frac{(GD^2)_c n_s^2}{375} \cdot 10^{-3} \int_1^{s_z} \frac{M_e}{M_m} s ds = \frac{2970 \cdot 750^2}{375} \cdot 10^{-3} \cdot 0,768 = 3510 \text{ kWs}.$$

Straty w miedzi po rozruchu dla poślizgu s_z

$$S_{Cu2} \approx P_2 \frac{s_z}{1 - s_z} = 1250 \frac{0,0117}{0,9883} = 14,7 \text{ kW}.$$

Czas τ_0 według wzoru (15)

$$\tau_0 = \frac{A_r}{S_{Cu2}} = \frac{3510}{14,7 \cdot 60} = 3,98 \sim 4 \text{ min}.$$

Odkładając znaną wartość τ_0 między osią s i przedłużeniem krzywej $s = f(\tau)$ — rys. 3, znajdujemy wartość: $s_0 = 0,01125$.

Dla temperatury ustalonej stojana $t_s = 75 + 15 = 90^\circ\text{C}$ i mocy $P_2 = 1250$ kW znajdujemy z rys. 2 średnią wartość

$$\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2 = 0,993.$$

Na podstawie wzoru (16) obliczamy całkowity przyrost temperatury wirnika

$$\begin{aligned}\vartheta_u &= \left[\left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2 \frac{s_c}{s_0} \frac{1-s_c}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_0) = \\ &= \left(0,993 \frac{0,016}{0,01125} \frac{0,984}{0,98875} - 1 \right) (235 + 15) = 101,2^\circ\text{C}.\end{aligned}$$

Przyrost temperatury wirnika przy rozruchu ze wzoru (17)

$$\vartheta_z = \left(0,993 \frac{0,0117}{0,01125} \frac{0,9883}{0,98875} - 1 \right) (235 + 15) = 8^\circ\text{C}.$$

Gdyby rozpatrywany silnik obciążony był wirówką (krzywa 2' rys. 5), dla której $(GD^2)_w = 3500 \text{ kGm}^2$, wtedy poślizg $s_z = 0,01285$ i przyrost temperatury po rozruchu

$$\vartheta_z = \left(0,993 \frac{0,01265}{0,01125} \frac{0,987}{0,989} - 1 \right) 250 = 35,6^\circ\text{C}.$$

4. ANALIZA DOKŁADNOŚCI POMIARU

4.1. Wstęp

Równanie (16) określające przyrost temperatury wirnika składa się z trzech zasadniczych członów, przy czym każdy z nich z punktu widzenia pomiaru musi być rozpatrywany oddzielnie.

Pierwszy człon przedstawia

$$a = (235 + t_0),$$

drugi wyraża stosunek SEM stojana

$$C_c = \left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2,$$

a trzeci — stosunek poślizgów

$$b = \frac{s_c}{s_0} \frac{1-s_c}{1-s_0} - 1.$$

4.2. Dokładność określenia członu $a = (235 + t_0)$

Temperatura wirnika w stanie zimnym dla przypadku, gdy maszyna przez dłuższy czas nie była w ruchu, jest równa temperaturze otoczenia t_0 . Wielkość t_0 można określić z uchybem nie przekraczającym $\Delta t_0 = \pm 1^\circ\text{C}$.

W związku z tym błąd ϑ_u spowodowany członem a będzie nieznaczny i praktycznie nie wpłynie na dokładność pomiaru np. przy

$$t_0 = 15^\circ\text{C} \quad \frac{\Delta a}{a} = \frac{1}{235 + 15} \cdot 100 = \pm 0,4\%.$$

4.3. Dokładność określenia wielkości $C_c = \left(\frac{E_c}{E_0}\right)^2$

Parametr C_c określa się dla danej mocy i temperatury stojana z wykresu podanego na rys. 2. Uchyb określenia C_c jest związany z rozrzutem od wartości średniej i dla silników o mocy w granicach 400—1000 kW wynosi $\frac{\Delta' C_c}{C_c} = \pm 0,25\%$ przy temperaturze stojana $t_s = 50^\circ\text{C}$ i $\frac{\Delta' C_c}{C_c} \approx \pm 0,45\%$ przy temperaturze stojana $t_s = 100^\circ\text{C}$; dla maszyn o mocach 1000÷4000 kW w granicach temperatur $t_s = 50 - 100^\circ\text{C}$ uchyb ten jest praktycznie stały i osiąga wartość

$$\frac{\Delta' C_c}{C_c} = \pm 0,15\%.$$

Uchyby $\frac{\Delta' C_c}{C_c}$ są określone dla napięcia zasilającego $U = U_n = \text{const}$ oraz częstotliwości $f = 50 \text{ Hz} = \text{const}$. Ponieważ SEM E jest wprost proporcjonalna do napięcia U , więc w przypadku wahań o wielkości $\pm \Delta U$ wystąpią dodatkowe uchyby w granicach

$$\frac{\Delta'' C_c}{C_c} \approx \frac{4\Delta U}{U}.$$

Przyjmując $\frac{\Delta U}{U} = \pm 0,5\%$ otrzymamy w przypadku granicznym $\frac{\Delta'' C_c}{C_c} = \pm 2\%$. Również zmiany częstotliwości f , do której SEM E jest odwrotnie proporcjonalna, wpływają na wartość C_c , dając uchyb $\frac{\Delta''' C_c}{C_c}$, jednakże jest on bardzo mały.

4.4. Dokładność wyznaczenia parametrów członu b

Poślizg $s = f(\tau)$ można wyznaczyć na drodze pomiarowej w granicach wartości od s_z do s_c . Natomiast poślizg $s_0 = s_z - \sigma$, odnoszący się do wirnika w temperaturze otoczenia t_0 , określa się na drodze pomiarowo-wykresłnej (punkt 3). Poślizg można mierzyć różnymi sposobami np. przy pomocy tarczy stroboskopowej, oscylografu i fotokomórki, przyrządu magnetoelektrycznego itp.

W opisywanych badaniach autorzy zastosowali przyrząd magnetoelektryczny przyłączony do cewki sondy za pośrednictwem wzmacniacza lampowego. Układ ten umożliwia pomiar poślizgu w silnikach zwartych, a jego

elementy zostały tak dobrane, aby optymalną dokładność pomiaru uzyskać przy poślizgach: $s=0,01\div 0,02$, występujących najczęściej w dużych maszynach. Skutkiem tego uchyb pomiaru dla każdej wartości poślizgu nie przekracza

$$\frac{\Delta' s}{s} = \pm 0,3 \div 0,5\%.$$

Oprócz tego niedokładne nastawianie mocy P_2 spowoduje uchyb $\frac{\Delta'' s}{s}$, który dla małych zmian P_2 jest praktycznie proporcjonalny do ΔP_2 . Moc P_2 mierzy się zwykle z uchybem $\frac{\Delta P_2}{P_2} = \pm (1 : 3)\%$ [2]. Ponieważ jednak w czasie pomiaru moc P_2 jest wielkością stałą, więc uchyby systematyczne dla stosunku $\frac{s_c}{s_z}$, a w związku z tym i dla $\frac{s_c}{s_0}$ praktycznie znoszą się, a pozostają jedynie nieznaczne uchyby przypadkowe nie przekraczające dla każdego pomiaru poślizgu wartości

$$\frac{\Delta'' s}{s} = \pm 0,2\%.$$

W granicach małych zmian napięcia U poślizg jest odwrotnie proporcjonalny do U^2 i w związku z tym wystąpi uchyb

$$\frac{\Delta''' s}{s} = \pm \frac{2\Delta U}{U}$$

a dla stosunku $\left(\frac{s_c}{s_z}\right)$ uchyb graniczny

$$\Delta''' \left(\frac{s_c}{s_z}\right) = \pm \frac{4\Delta U}{U}.$$

Ze względu na to, że poślizg jest odwrotnie proporcjonalny do U^2 , a C_c jest wprost proporcjonalne do U^2 , więc uchyb $\Delta''' \left(\frac{s_c}{s_z}\right)$ znosi się zawsze z uchybem $\frac{\Delta' C_c}{C_c}$ (pkt 4.3).

W granicach małych zmian częstotliwości poślizg jest proporcjonalny do tych zmian, co powoduje uchyb $\frac{\Delta^{IV} s}{s}$. Uchyb ten w normalnych warunkach pracy sieci zasilającej nie powinien być większy niż $\frac{\Delta^{IV} s}{s} = \pm 0,5\%$ (na stacji prób, gdy silniki były zasilane ze specjalnej maszynowni autorzy uzyskali $\frac{\Delta^{IV} s}{s} = \pm 0,25\%$). Uchyb $\frac{\Delta^{IV} s}{s}$, wynikający z pomiaru poślizgów

znosi się prawie całkowicie z uchybem $\frac{\Delta'''C_c}{C_c}$ (pkt 4.3.) tak, że praktycznie można je pominąć. Należy zauważyć jeszcze, że na podstawie pomiarów, wykreśla się krzywą $s=f(\tau)$, więc wartości s zostają skorygowane, przez co dodatkowo całkowity uchyb maleje.

Uchyb poślizgu s_0 wiąże się nie tylko z dokładnością wyznaczenia s_z , ale także i z dokładnością σ . Uchyb tej ostatniej wartości, odczytywanej z wykresu $s=f(\tau)$ jest praktycznie równy uchybowi $\frac{\Delta\tau_0}{\tau} = \frac{\Delta\sigma}{\sigma}$. Wiąże się to w pierwszym rzędzie (pomijając założenia) z dokładnością wyznaczenia energii A_r i strat S_{Cu2} — wzór (15). Energię A_r można wyznaczyć łatwo z uchybem rzędu $\frac{\Delta A_r}{A_r} = \pm 5\%$, straty w miedzi wirnika — z uchybem $\frac{\Delta' S_{Cu2}}{S_{Cu2}} = \pm 3 : 5\%$; do tego dochodzi jeszcze uchyb związany z temperaturą odniesienia tych strat. Straty w miedzi powinny być bowiem przy obliczaniu odniesione do temperatury średniej $\frac{t_0+t_z}{2}$. Tymczasem temperatura t_z oraz straty S_{Cu2} przy poślizgu s_0 są nieznaczne; można natomiast wyznaczyć straty S_{Cu2} dla poślizgu s_z przy temperaturze t_z z równania

$$S_{Cu2} = (P_2 + S_m) \frac{s_z}{1-s_z} = P_2 \frac{s_z}{1-s_z}.$$

W związku z powyższym straty S_{Cu2} wstawione do równania (15) są za duże o

$$\frac{\Delta'' S_{Cu2}}{S_{Cu2}} = 0,4 \frac{t_z - t_0}{2} \% = \frac{\partial_z}{2} 0,4\%,$$

co odbije się równoważnym uchybem ujemnym na τ_0 , a w związku z tym i na σ . Ostatecznie w przypadku granicznym uchyb

$$\frac{\Delta s_0}{s_0} = \frac{\Delta s_z + \Delta\sigma}{s_z - \sigma} = \frac{\Delta s_z + \Delta\sigma}{s_0}, \quad (19)$$

gdzie

$$\Delta\sigma = \left(\frac{\Delta A_r}{A_r} + \frac{\Delta' S_{Cu2}}{S_{Cu2}} + \frac{\Delta'' S_{Cu2}}{S_{Cu2}} \right),$$

$$\Delta s_z \approx \Delta' s + \Delta'' s.$$

W ostatniej zależności na Δs_z nie uwzględniono uchybów $\Delta'''s$ i $\Delta^{IV}s$, ponieważ praktycznie znoszą się one z uchybami $\Delta'''C_c$ i $\Delta^{IV}C_c$.

Ze wzoru (19) wynika, że im σ , a w związku z tym i temperatura wirnika w czasie rozruchu będą mniejsze, tym dokładniej będzie wyznaczony poślizg s_0 ; jeżeli w granicznym przypadku będzie $\sigma=0$, to $\Delta s_z = \Delta s_0$.

4.5. Uchyb przyrostu temperatury ϑ_u

Dla przyrostu temperatury $\vartheta_u = f(C_c, s_c, s_0, t_0)$: uchyb graniczny systematyczny określa równanie

$$\frac{\Delta g \vartheta_u}{\vartheta_u} = \frac{\partial \vartheta_u}{\partial C_c} \frac{\Delta C_c}{\vartheta_u} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_c} \frac{\Delta s_c}{\vartheta_u} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_0} \frac{\Delta s_0}{\vartheta_u} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial t_0} \frac{\Delta t_0}{\vartheta_u}, \quad (20)$$

zaś wiarygodny uchyb wypadkowy [7] równanie

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} = \sqrt{\left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial C_c} \frac{\Delta C_c}{\vartheta_u} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_c} \frac{\Delta s_c}{\vartheta_u} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_0} \frac{\Delta s_0}{\vartheta_u} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial t_0} \frac{\Delta t_0}{\vartheta_u} \right)^2}. \quad (21)$$

Jak wynika ze wzorów (20) i (21) po ich zróżniczkowaniu, dokładność pomiaru ϑ_u zależy w pierwszym rzędzie od dokładności wyznaczenia poślizgów s_c i s_0 a poza tym od wielkości stosunku $\frac{s_c}{s_0}$. Im większy jest ten stosunek, tym uchyb pomiaru ϑ_u przy tej samej dokładności wyznaczenia poszczególnych parametrów, jest mniejszy.

Przykład 2. Dokładność pomiaru przyrostu temperatury ϑ_u dla silnika podanego w przykładzie 1 można określić w sposób następujący:

a) Gdy obciążenie stanowi pompa odśrodkowa.

Po uwzględnieniu odpowiednich wartości poszczególnych uchybów omówionych w punkcie 4 otrzymamy uchyb systematyczny graniczny pomiaru

$$\frac{\Delta g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (5 \div 8) \%$$

i uchyb wiarygodny

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (2 \div 3) \%.$$

b) Gdy obciążenie stanowi wirówka

$$\frac{\Delta g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx (10 \div 14) \% \text{ i } \frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx (4 \div 6) \%.$$

4.6. Określenie uchybu przyrostu temperatury ϑ_u przy $P_1 = \text{const}$

Dotychczasowe rozważania dotyczyły pomiaru ϑ_u przy mocy obciążającej $P_2 = \text{const}$. W przypadku braku odpowiednich urządzeń hamujących

i pomiarowych, utrzymywanie stałej mocy P_2 może sprawiać trudności, podczas gdy pomiar mocy pobieranej P_1 w silniku elektrycznym jest łatwy do przeprowadzenia. Z drugiej jednak strony utrzymywanie $P_1 = \text{const}$ prowadzi do dodatkowego błędu pomiarowego, gdyż wtedy $P_2 \neq \text{const}$, a to jest sprzeczne z założeniami metody pomiaru. Przyczyną zmian P_2 w czasie pomiaru jest wzrost strat obciążenia na skutek grzania się silnika. Oznaczając: η — sprawność silnika w stanie nagrzanym, ΣS — straty całkowite w stanie nagrzanym, S_{ob} — straty obciążenia w stanie nagrzanym, ΔS_{ob} — różnicę między stratami obciążenia w stanie nagrzanym i w chwili rozpoczęcia pomiaru, otrzymamy następujące maksymalne odchylenie ΔP_2 od P_2

$$\frac{\Delta P_2}{P_2} = \frac{P_{2m} - P_{2rz}}{P_{2rz}}, \quad (22)$$

gdzie P_{2m} — moc nastawiona w czasie pomiaru,

P_{2rz} — moc jaka rzeczywiście powinna być nastawiona.

Po przekształceniu równania (22) otrzymamy

$$\frac{\Delta P_2}{P_2} = - \frac{\Delta S_{ob}}{P_1 \eta}. \quad (23)$$

Przy pomiarze poślizgu s_c moc P_2 będzie nastawiona prawidłowo (maszyna osiągnęła stan cieplny ustalony), natomiast przy pomiarze s_c moc P_2 będzie za duża o wartość podaną w równaniu (23); za duży więc będzie także zmierzony poślizg s_z a w związku z tym i poślizg s_0 . W rezultacie otrzymamy za małą wartość na ϑ_u (uchyb ujemny). Uchyb powyższy, zgodnie z równaniem (23), będzie tym mniejszy, im większa jest sprawność silnika oraz im mniejszy jest przyrost temperatury wirnika, a więc im mniejsze jest ΔS_{ob} . Ostatniego warunku spełnić jednak nie można, gdyż prowadzi on do odejmowania dwóch zbliżonych do siebie wartości, co jak wiadomo pociąga za sobą zwiększenie uchybu.

4.7. Określenie uchybu przyrostu temperatury ϑ_u przy stałym momencie $M = \text{const}$

W tym przypadku wystąpi tak samo, jak poprzednio uchyb dodatkowy pomiaru ϑ_u . Obroty n wiążą się z poślizgiem, a więc przy $P_2 = \text{const}$ maleją ze wzrostem nagrzania. W związku z tym utrzymywanie stałej wartości momentu $M = \text{const}$, wyliczonego z obrotów n w stanie nagrzanym silnika, prowadzi do podobnego uchybu ΔP_2 , jak w punkcie 4.6, gdyż i obecnie moc P_2 na początku pomiaru będzie za duża, a odchylenie od $P_2 = \text{const}$ wyniesie

$$\frac{\Delta P_2}{P_2} = \frac{s_z - s_c}{1 - s_z}.$$

WYKAZ LITERATURY

1. Borisienko A. I., Jantowski E. I. *Tieplowoje soprotiwlenije wozduschnowo zazora elektryczeskoj masziny*. Wiestnik Elektropromyslennosti nr 3, Moskwa 1957 r.
2. Orzeszkowski Zb. *Dokładność pomiaru sprawności dużych silników asynchronicznych*. Zeszyty Nauk. Pol. Wrocł. Elektryka nr 10, 1958 r.
3. Pełczewski Wł. *Zagadnienia cieplne w maszynach elektrycznych* PWT, Warszawa 1956 r.
4. Raymond H. *Über schnelllaufende Drehstrommotoren grosser Leistung*. Siemens-Zeitschrift nr 25, 1951 r.
5. Schuisky W. *Erwärmung der Stäbe eines Kurzschlusskäfigs beim Anlauf*. Archiv f. Elektrotechnik nr 31, 1953 r.
6. Schuisky W. *Beitrag zur praktischen Berechnung der Erwärmung des Kurzschlusskäfigs beim Anlauf, Bremsen und Umkehren*. E. U. M. nr 8, 1955 r.
7. Trzetrzewiński St. *Dokładność pomiarów elektrycznych*. Elektryczne Metody Pomiarowe t. II. str. 15, Wrocław 1952 r.
8. Ulke R. *Energetische Grundlagen für das Schalten von Drehstrommotoren*. Siemens-Zeitschrift nr 3, 1951 r.
9. Ulke R. *Über zulässige Anlaufzeit von Drehstrommotoren mit Käfigläufer*. Siemens-Zeitschrift, nr 5, 1952 r.
10. Unger F. *Einfaches Verfahren zur Bestimmung der Erwärmung von Kurzschlussläufer-Motoren*. ETZ-A, nr 14, 1957 r.

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ РОТОРОВ АСИНХРОННЫХ МАШИН ПУТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ СКОЛЬЖЕНИЯ

1. Введение

В статье изложен метод определения средней температуры роторов асинхронных двигателей путем измерения скольжения от момента окончания пуска до состояния установившейся температуры при $P_2 = \text{const}$. Этот метод отличается от других несложностью самого измерения и аппаратуры, а точностью результатов. Дает он возможность измерения температуры в различных условиях работы машины. Этот метод проверен авторами на многих машинах с контактными кольцами, большой мощности, где была возможность сравнения результатов с полученными путем измерения прироста сопротивления.

2. Основные зависимости скольжения, θ с и токов от температуры ротора

На основании формул (1)–(6) получена окончательная формула выражающая прирост температуры от момента окончания пуска до состояния установившейся температуры в виде

$$\theta_c = \left[\left(\frac{E_c}{E_s} \right)^2 \frac{s_1}{s_2} \frac{1-s_1}{1-s_2} - 1 \right] (235 + t_2), \quad (7)$$

где E_s , E_c — θ с статора соответственно по окончании пуска и в установившейся температуре,

s_2 , s_1 — скольжение соответственно после окончания пуска и в установившейся температуре,

t_2 — температура ротора после пуска.

Отношение $\left(\frac{E_c}{E_s}\right)^3$ в функции температуры статора представлено на рис. 2.

3. Расчеты прироста температуры роторов после пуска ϑ_s и в установившемся состоянии ϑ_u .

Увеличение прироста температуры ротора в случае, когда он имеет определенную начальную температуру (созданную пуском) определено формулой

$$\vartheta = \frac{S_{Cu2}}{aF} (1 - e^{-\tau \frac{aF}{cG}}) + \vartheta_s e^{-\tau \frac{aF}{cG}}. \quad (10)$$

Зависимость (10) изображена графически на рис. 3.

Для определения прироста температуры ϑ_r по форм. (7) измеряется скольжение от s_s — величины выступающей в моменте окончания пуска до s_r — величины выступающей при установившемся тепловом состоянии в функции времени $s = f(\tau)$ рис. 4; измерение производится при $P_2 = \text{const}$. Потом определяется время замещения τ_0 при котором энергия пуска A_r выделялась бы при нагрузке $P_2 = \text{const}$ потерями S_{Cu2} т. е. в условиях, в которых снималась кривая $s = f(\tau)$. Это время определяется формулой

$$\tau_0 = \frac{A_r}{S_{Cu2}} \approx \frac{A_r}{P_2 \frac{s_s}{1-s_s}}. \quad (15)$$

Определяя путем экстраполяции левую часть кривой $s = f(\tau)$ (пунктир на рис. 4) и откладывая отрезок соответствующий τ_0 между продленной частью кривой и осью s находим точку s_0 , соответствующую такому скольжению, которое имела бы машина при температуре окружающей среды t_0 . По определении значений s_0 и s_r вычисляем весь прирост температуры ротора по формуле

$$\vartheta_u = \left[\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2 \frac{s_r}{s_0} \frac{1-s_0}{1-s_r} - 1 \right] (235 + t_0), \quad (16)$$

а прирост температуры по окончании пуска по формуле

$$\vartheta_s = \left[\left(\frac{E_c}{E_0} \right)^2 \frac{s_s}{s_0} \frac{1-s_s}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_0). \quad (17)$$

4. Анализ точности измерения

Граница систематической относительной погрешности прироста температуры определенная формулой (16) выражается уравнением

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} = \frac{\partial \vartheta_u}{\partial C_c} \frac{\Delta C_c}{C_c} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_c} \frac{\Delta s_c}{s_c} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_0} \frac{\Delta s_0}{s_0} + \frac{\partial \vartheta_u}{\partial t_0} \frac{\Delta t_0}{t_0}, \quad (20)$$

а резульативная погрешность (6) уравнением

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} = \sqrt{\left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial C_c} \frac{\Delta C_c}{C_c} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_c} \frac{\Delta s_c}{s_c} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial s_0} \frac{\Delta s_0}{s_0} \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta_u}{\partial t_0} \frac{\Delta t_0}{t_0} \right)^2}. \quad (21)$$

Из формул (20) и (21) по их продифференцировании следует, что точность измерения ϑ_u зависит в первой очереди от точности определения скольжения

s_0 и s_c , а кроме того от величины отношения $\frac{s_c}{s_0}$; чем больше это отношение, тем погрешность измерения ϑ_u при той же точности отдельных измерений меньше. Из численных расчетов для $\vartheta_u = 101,2^\circ\text{C}$ при $\vartheta_s = 8^\circ\text{C}$ получена величина границы систематической относительной погрешности

$$\frac{\Delta_g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (5 \div 8) \%,$$

а резульативной погрешности

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (2 \div 3) \%,$$

в случае когда $\vartheta_u = 101,2^\circ\text{C}$ и $\vartheta_s = 35,6^\circ\text{C}$ величина границы относительной погрешности равна

$$\frac{\Delta_g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (10 \div 14) \%,$$

а резульативной

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (4 \div 6) \%,$$

MEASUREMENT METHOD OF ROTOR TEMPERATURE OF ASYNCHRONOUS MACHINES BASED ON MEASURING OF SLIP

1. Introduction

The paper presents a method of defining the mean temperature of the asynchronous machine rotors based on measuring of the slips taking place from the moment of starting being ended to the thermal stability state at $P_2 = \text{const}$. It enables measuring in various operating conditions of the machine and was experimented by author himself on numerous slip ring machines with big power, as there it was possible to make a comparison with results obtained from the measurement of the resistance rise.

2. Basic dependencies linking slip SEM and the currents arising from rotor temperature

Deriving from the formulae (1—6) a final formula expressing the temperature rise from the instant of starting being ended to the complete temperature stability has been obtained

$$\vartheta_c = \left[\left(\frac{E_c}{E_s} \right)^2 \frac{s_c}{s_s} \frac{1-s_c}{1-s_s} - 1 \right] (235 + t_s), \quad (7)$$

where

$E_s, E_c = \text{SEM}_s$ of the stator after the starting being ended and in the thermal stability state,

$s_s, s_c = \text{slips}$ after the starting being ended and in the thermal stability state,

$t_s = \text{rotor temperature after starting}$.

Ratio $\left(\frac{E_c}{E_s} \right)$ in function of the stator temperature is given in Fig. 2.

3. Estimate of temperature increase of the rotor after starting ϑ_s and in stability state ϑ_u

Total temperature rise of the rotor if it possesses a certain outset temperature (aroused by starting) is determined by formula

$$\vartheta = -\frac{S_{Cu2}}{\alpha F} (1 - e^{-\tau \frac{\alpha F}{CG}}) + \vartheta_s e^{-\tau \frac{\alpha F}{CG}}. \quad (10)$$

Dependence (10) is presented graphically in Fig. 3.

To find out the temperature rise conforming to formula (7) we determine by measuring the slips ϑ_r and s_r corresponding from the moment of starting being ended to the thermal stability state, all in function of time $s=f(\tau)$ (Fig. 4). This measurement is performed at $P_2=\text{const}$.

Afterwards such an equivalent time τ_0 is determined as the starting energy A_r would have been produced by losses S_{Cu2} at the loading $P_2=\text{const}$ i. e. in conditions in which the curve $s=f(\tau)$ was obtained. This time τ_0 is defined by formula

$$\tau_0 = \frac{A_r}{S_{Cu2}} \approx \frac{A_r}{P_2 \frac{s_r}{1-s_r}}. \quad (15)$$

Extrapolating the part of curve $s=f(\tau)$ which extends to the left hand side (dotted line Fig. 4) and inserting portion of line which corresponds to the time τ_0 in between the extended part of the curve and axis s we find out the point s_0 which corresponds to such a slip which would take place if the machine would have had surrounding temperature t_0 .

The values s_0 and s_r being so determined the total temperature rise of the rotor may be defined by formula

$$\vartheta_u = \left[\left(\frac{E_r}{E_0} \right)^2 \frac{s_r}{s_0} \frac{1-s_r}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_0) \quad (16)$$

and the temperature rise after starting being ended by formula

$$\vartheta_s = \left[\left(\frac{E_r}{E_0} \right)^2 \frac{s_r}{s_0} \frac{1-s_r}{1-s_0} - 1 \right] (235 + t_n). \quad (17)$$

4. Analysis of measurement accuracy

The systematic limit deviation of the temperature rise determined by formula (16) is expressed by equation (20) and trustworthy casual deviation (6) by equation (21)

From the formula (20) and (21) after their differentiation it follows that the measurement accuracy ϑ_u depends after all from the accuracy of the slips s_r

and s_0 determination and besides of it from the value of ratio $\frac{s_r}{s_0}$.

The greater is this ratio the smaller is the measurement deviation ϑ_u by equal accuracy of the particular parameters determination.

The value of the systematic limit deviation has been obtained from the numerical calculation for $\vartheta_u=101,2^\circ\text{C}$ by $\vartheta_s=8^\circ\text{C}$.

$$\frac{\Delta_g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (5 \div 8)^{0/0},$$

and the value of the trustworthy casual deviation

$$\frac{\Delta \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (2 \div 3)^{0/0}$$

for the case of ϑ_u and ϑ_z being $\vartheta_u = 101,2^\circ\text{C}$ and $\vartheta_z = 35,6^\circ\text{C}$ the value of limit deviation is

$$\frac{\Delta_g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (10 \div 14)^{0/0},$$

$$\frac{\Delta_g \vartheta_u}{\vartheta_u} \approx \pm (4 \div 6)^{0/0}.$$

621.316.99:621.317.33

J. BADER, A. BALCERZAK

Pomiar oporności właściwej gruntu za pomocą metody pomiaru oporności zastępczej*)

Rękopis dostarczono 4. 2. 1959

Przeprowadzono analizę możliwości pomiaru przewodności właściwej gruntu za pomocą metody pomiaru pojemności zastępczej i metody pomiaru oporności zastępczej. Ustalono, że czułość metody pojemności zastępczej jest zbyt mała dla celów praktycznych. Natomiast metoda oporności zastępczej posiada zadowalającą czułość. Przytoczone pomiary przewodności właściwej gruntu wykonano za pomocą metody Wennera i metody oporności zastępczej. Zgodność wyników dla obydwu metod uzyskano przy niewielkiej głębokości sondowania gruntu.

1. WSTĘP

Znajomość oporności właściwej gruntu ma istotne znaczenie z punktu widzenia uzyskania odpowiednich wskaźników technicznych ochrony przeciwprzepięciowej, jak również z punktu widzenia kosztów budowy uzłąmów (zwłaszcza linii napowietrznych). Zwykle przy projektowaniu urządzeń elektroenergetycznych rozpatruje się kilka wariantów ich lokalizacji. Rozpatrując warianty lokalizacji praktycznie równoważne z innych względów, o wyborze jednego z nich powinna decydować lokalizacja, która zapewnia większą przewodność właściwą gruntu.

Dotychczas przy wyborze lokalizacji urządzeń elektroenergetycznych praktycznie nie uwzględnia się przewodności właściwej gruntu. Przyczyną tego jest stosunkowo duży koszt przeprowadzanych pomiarów oporności właściwej gruntu. Na przykład dość rozpowszechniona metoda Wennera, wymaga dla jednego pomiaru wbicia czterech sond, przeprowadzenia od nich do miernika przewodów, a następnie wykonania pomiaru.

Opracowanie szybkiej metody pomiaru oporności właściwej gruntu pozwoliłoby na lokalizację urządzeń elektroenergetycznych na gruntach o większej przewodności, a tym samym na zmniejszenie kosztu budowy

* Poza autorami niniejszej pracy w części pomiarowej brał udział: Mgr. J. Janiczek i mgr A. Masalski, zaś w opracowaniu układu pomiarowego mgr A. Starzyński.

uziomów. Na przykład koszt budowy uziomów linii napowietrznej, przy przewodności właściwej gruntu $\sim 10^{-4} \text{ om}^{-1} \text{ cm}^{-1}$, wynosi $\sim 3\%$ jej ogólnych kosztów budowy. Zakładając, że koszt budowy uziomu jest proporcjonalny¹ do oporności właściwej gruntu, to przy zmniejszeniu dwukrotnym średniej przewodności gruntu dla całej trasy linii otrzyma się obniżenie kosztów budowy linii o 1,5%.

Celem niniejszej pracy jest zbadanie możliwości zastosowania do pomiaru oporności właściwej gruntu metody, opartej o źródło wysokiej częstotliwości, która by nie wymagała wbijania w ziemię sond, a pozwalałaby na szybkie przeprowadzenie pomiaru z pewnej odległości od ziemi.

2. METODA POMIARU

Opracowaniem metody pomiaru przewodności właściwej gruntu przez pomiar pojemności zastępczej zajmował się głównie Fritsch [1], [2], który przeprowadzał badania na terenie Niemiec, Austrii i Czechosłowacji. Metoda jego polega na pomiarze pojemności między antenami umieszczonymi nad powierzchnią ziemi rys. 1a. W celu analitycznego określenia średnich własności gruntu, Fritsch zastępuje początkowo układ z rys. 1a, w którym pole elektryczne przenika przez powietrze i grunt złożony z kilku warstw, układem w którym występuje powietrze i grunt jednorodny — rys. 1b. Następnie z układu na rys. 1b przechodzi do układu uwidocznionego na rys. 1c, w którym występuje tylko jeden zastępczy ośrodek o pewnym współczynniku tłumienia a' i stałej dielektrycznej ϵ' . W takim układzie pojemność między antenami Fritsch wyraża wzorem:

$$C = 12,06 l_a \cdot \frac{\psi}{\lg \frac{2h_a}{r_a}} [\text{pF}], \quad (1)$$

gdzie

l_a — długość anteny w metrach,

h_a — odległość anten od powierzchni ziemi,

r_a — promień przewodu antenowego,

$$\psi = \epsilon' \left[1 + \left(\frac{a' \lambda_a}{2\pi} \right)^2 \right],$$

λ_a — długość fali w powietrzu,

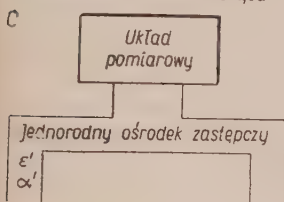
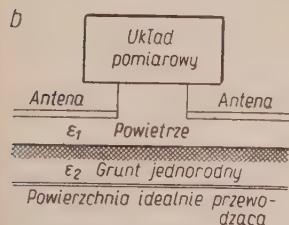
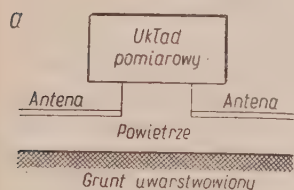
a' — współczynnik tłumienia ośrodka zastępczego, będący w ścisłym związku z przewodnością gruntu γ' ,

ϵ' — stała dielektryczna ośrodka zastępczego.

Z wzoru tego wynika dość silna zależność między pojemnością anten, a tłumieniem a' . To znaczy, iż zmiana przewodności właściwej gruntu w znaczny sposób wpływałaby na zmianę pojemności anten. Przedsta-

¹ Przeważnie zależność nie jest liniowa a wyższego rzędu.

wiony jednak przez Fritscha wzór nie uwzględnia linii pola elektrycznego zamykających się między antenami w powietrzu (pomijających badany grunt). Aby uwzględnić wpływ tych linii, można rozpatrzeć układ z rys. 2, którego schemat elektryczny uwidoczniiony jest na rys. 2b. Z punktu widzenia wartości mierzonych schemat z rys. 2b można zastąpić schematem z rys. 2c. Związki między stałymi schematu z rys. 2c a schematu z rys. 2b można wyrazić następująco:



Rys. 1. Sposób pomiaru współczynnika tłumienia stosowany przez Fritscha: a — rozmieszczenie układu pomiarowego, b — uproszczony sposób interpretacji gruntu, c — schemat zastępczy.

$$C = \frac{C_a C_g}{C_a + C_g} \frac{\frac{1}{\omega^2 (C_a + C_g) R_g^2} + C_g}{\frac{1}{\omega^2 (C_a + C_g) R_g^2} + C_a + C_g} + C_p, \quad (2)$$

$$R = R_g \left(1 + \frac{C_g}{C_a} \right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_a^2 \cdot R_g}, \quad (3)$$

gdzie

C — pojemność zastępcza (pojemność mierzona),

R — oporność zastępcza (oporność mierzona),

C_a — wypadkowa pojemność anten w stosunku do powierzchni gruntu,

C_g — pojemność obszaru gruntu, objętego polem elektrycznym anten,

R_g — oporność obszaru gruntu objętego polem elektrycznym anten,

C_p — pojemność między antenami, wynikająca z linii pola elektrycznego zamykających się całkowicie w powietrzu.

Ze wzoru (2) wynika, że mierzona wartość pojemności zastępczej C równa jest wartości szeregowo połączonych pojemności: C_a — anten względem gruntu i C_g pojemności w gruncie, pomnożonej przez współczynnik zależny od oporności w gruncie R_g .

Z równania (2) wynika, iż przy zmianie oporności w gruncie R_g w granicach od 0 do ∞ wartość mierzonej pojemności zastępczej C zmienia się w granicach:

$$\text{od } C = C_a \frac{C_g}{C_a + C_g} + C_p \quad \text{do} \quad C = C_a + C_p.$$

Przeprowadzone szacunkowe obliczenia wykazały, iż wartość pojemności w gruncie C_g jest przy przeciętnie stosowanych wymiarach geome-

trycznych anten, tego samego rzędu co wartość pojemności anten względem gruntu C_a . Natomiast wartość pojemności C_p jest rzędu kilkadziesiąt procent wartości pojemności C_a . Przyjmując dla przykładu $C_a = C_g$ oraz $C_p = 0,5 C_a$, przy zmianie oporności R_g w gruncie od 0 do ∞ otrzyma się zmianę mierzonej wartości C w granicach:

$$C = (1 \div 1,5) C_a.$$

A więc dużym zmianom oporności w gruncie R_g odpowiadają małe zmiany pojemności mierzonej C .

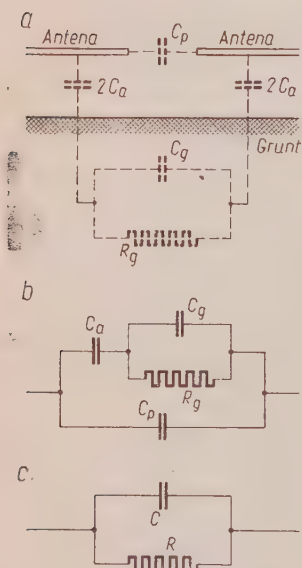
W warunkach praktycznych wartość pojemności C_a wynosi kilkadziesiąt pF. Aby więc przeprowadzić pomiar R_g z wymaganą w praktyce dokładnością należałoby wartość pojemności C mierzyć z dokładnością do ułamków pF. Z jednej strony wymagałoby to pomiaru przyrządami b. wysokiej klasy (laboratoryjnej), z drugiej strony zupełnie identycznych warunków lokalizacji anten w stosunku do powierzchni gruntu dla zapewnienia stałej pojemności C_a . Ponieważ powierzchnia gruntu badanego zwykle nie stanowi płaszczyzny, to w warunkach praktycznych należy się liczyć ze zmianami pojemności C_a rzędu kilku pF. Wynikając z tego zmiany pojemności mierzonej C będą większe od zmian wywołanych zmianą wartości oporności R_g .

Z powyższego wynika, że zaproponowana przez Fritsch'a metoda pomiaru przewodności gruntu nie może znaleźć zastosowania praktycznego.

Wobec nierealności wyznaczania oporności gruntu przez pomiar pojemności zastępczej C , podjęto próbę wyznaczania przewodności gruntu na podstawie pomiaru oporności zastępczej R przy stosowaniu układu podanego na rys. 2. Zależność między R , a opornością w gruncie R_g wyrażona jest wzorem (3). Wzór ten składa się z dwóch składników przy czym tylko jeden za-

leży od częstotliwości napięcia pomiarowego. Pierwszy składnik może być dużo mniejszy od drugiego, tzn.:

$$R_g \left(1 + \frac{C_g}{C_a} \right)^2 \ll \frac{1}{\omega^2 C_a^2 R_g},$$



Rys. 2. Sposób ustalenia schematu elektrycznego układu pomiarowego: a — schemat rozmieszczenia anten, b — schemat elektryczny, c — schemat zastępczy.

gdy

$$f^2 \ll \left(\frac{\gamma}{\varepsilon} 9 \cdot 10^{11} \right)^2.$$

Powyższą nierówność wyprowadzono w założeniu, że

$$C_a \approx C_g,$$

$$R_g = \frac{1}{\gamma} k [\Omega],$$

$$C_g = \frac{\varepsilon}{4\pi k \cdot 9 \cdot 10^{11}} [F],$$

gdzie

k — współczynnik zależny od kształtu pola elektrycznego w gruncie,

γ — przewodność właściwa gruntu w $\frac{1}{\Omega \text{ cm}}$

ε — względna stała dielektryczna gruntu.

Przyjmując przeciętne wartości $\gamma = 10^{-4} \frac{1}{\Omega \text{ cm}}$ oraz $\varepsilon = 10$ otrzyma się, że dla

$$f^2 \ll (0,9 \cdot 10^7)^2$$

pierwszy składnik we wzorze (2) można pominąć. Przyjęto, że dla częstotliwości $f \leq 2 \cdot 10^6$ Hz wartość oporności R można wyrazić następująco:

$$R = \frac{1}{\omega^2 C_a^2 R_g} \quad (4)$$

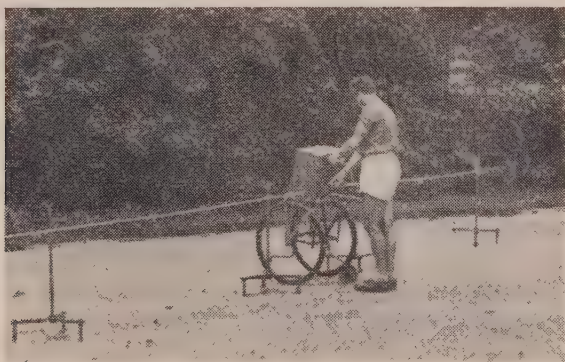
lub

$$R = \frac{\gamma}{\omega^2 C_a^2 k} \quad (4a)$$

Ze wzoru (4a) wynika, że przewodność właściwa gruntu jest proporcjonalna do oporności mierzonej R . To znaczy, że dokładność określenia przewodności właściwej gruntu γ zależy proporcjonalnie od dokładności pomiaru oporności R .

Powyższe rozważania przeprowadzono w założeniu, że przewodność właściwa gruntu nie zależy od częstotliwości napięcia pomiarowego. Zgodnie z literaturą [3] przy zmianach częstotliwości w granicach od 50 Hz do 10^9 Hz przewodność właściwa gruntu może się zmieniać w stosunku 1:2,5. Poza tym głębokość przenikania pola elektrycznego w ziemi jest zależna od częstotliwości i rodzaju gruntu, co niewątpliwie wpływa na zmianę współczynnika k . Na skutek zmiany rozkładu pola elektrycznego również wartość C_a pojemności anten w stosunku do powierzchni gruntu,

umieszczono na specjalnych stojakach, chociaż ostatecznym celem jest umieszczenie układu pomiarowego w samochodzie. Przewiduje się zamocowanie jednej anteny do samochodu i wykorzystanie karoserii samochodu



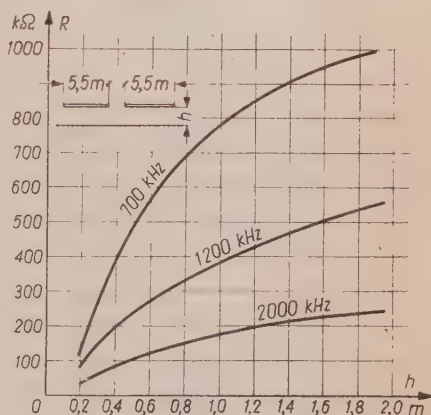
Rys. 4. Widok układu podczas pomiarów.

jako drugiej anteny. Zmontowany dla celów badawczych układ pozwolił na pomiar pojemności zastępczej oraz oporności zastępczej wg schematu pokazanego na rys. 2.

4. POMIARY

Wstępna seria pomiarów miała na celu naświetlenie zmian zasadniczych parametrów mierzonych. Przeprowadzono pomiary oporności zastępczej R w funkcji wysokości umieszczenia anten nad powierzchnią gruntu dla różnych częstotliwości napięcia pomiarowego. Wyniki pomiarów przeprowadzonych na jednym gruncie przedstawiono w postaci wykresu — rys. 5.

Jak wynika z wykresu, że wzrostem wysokości umieszczenia anten wzrasta wartość mierzonego R . Porównując przebieg krzywych na rys. 5 ze wzorem (3) można stwierdzić, że ze wzrostem wysokości umieszczenia anten, maleje nie tylko wartość C_a , ale również wartość współczynnika k . Ponadto na podstawie krzywych z rys. 5 stwierdzono, że dla pomiaru



Rys. 5. Oporność zastępcza w zależności od wysokości umieszczenia anten nad powierzchnią gruntu.

w granicach przyjętych częstotliwości 700—2000 kHz R jest tym mniejsze, im wysokość umieszczenia anten nad powierzchnią gruntu jest mniejsza. Tak więc im mniejszą zastosować wysokość umieszczenia anten nad poziomem gruntu, tym większa będzie czułość metody pomiarowej. Z drugiej strony przy małej wysokości umieszczenia anten zarysuje się duży wpływ nierówności gruntu na wyniki pomiarów. Biorąc pod uwagę te dwa sprzeczne ze sobą warunki do dalszych pomiarów przyjęto wysokość $h = 80$ cm.

Celem zbadania przydatności metody pomiaru oporności zastępczej przeprowadzono szereg pomiarów na różnych terenach. W celu zobrazowania uzyskanych zależności w tablicach 1 i 2 przytoczono wyniki pomiarów dla dwóch różnych gruntów.

Tablica 1

Wyniki pomiarów uzyskane przy pomocy metody pomiaru oporności zastępczej

Rodzaj gruntu	f	R	C
	kHz	k Ω	dz
Pole piaszczyste	700	860	235
	1200	420	233
	2000	220	256
Łąka torfowa	700	250	—
	1200	120	233
	2000	58	256

Tablica 2

Wyniki pomiarów uzyskane przy pomocy metody Wennera

Rodzaj gruntu	Odstęp między sondami	γ
	m	$\frac{1}{\text{cm cm}}$
Pole piaszczyste	2	$3,4 \cdot 10^{-5}$
	5	$1,5 \cdot 10^{-5}$
	10	$1,7 \cdot 10^{-5}$
Łąka torfowa	2	$2,5 \cdot 10^{-5}$
	5	$3,5 \cdot 10^{-5}$
	10	$5,5 \cdot 10^{-5}$

Z tablicy 1 wynika, że ze wzrostem częstotliwości napięcia pomiarowego od 700 kHz do 2000 kHz iloczyn f^2R wzrasta dla obydwu gruntów w przybliżeniu dwukrotnie. Zestawiając ten wynik ze wzorem (3) docho-

dzi się do wniosku, że ze wzrostem częstotliwości od 700 do 2000 kHz wzrasta ok. dwukrotnie czynnik $\frac{\gamma}{C_a^2 k}$. W obecnym stadium badań trudno jest powiedzieć który z parametrów (γ , k , C_a) ulega największym zmianom w funkcji częstotliwości. Wyjaśnienie tego wymaga szeregu pomiarów na gruntach znacznie różniących się między sobą.

Ze wzoru (3) wynika, iż wartość mierzonej oporności R wzrasta ze wzrostem wartości przewodności właściwej gruntu.

Według tablicy 1 oporność zastępcza R dla gruntu 1 jest większa niż dla gruntu 2, tzn. że przewodność gruntu 2 powinna być większa od przewodności gruntu 1. Potwierdzenie tego zostało uzyskane przy pomocy pomiaru metodą Wennera jedynie dla odstępów między sondami wynoszącego 2 m. Można więc przypuszczać, że zastosowany układ pomiarowy wysokiej częstotliwości pozwalał na porównywanie przewodności właściwej gruntu do głębokości odpowiadającej w metodzie Wennera odstępowi między sondami 2 m.

Należy zwrócić uwagę, iż wartość pojemności mierzonej C była praktycznie niezależna od rodzaju badanego gruntu i od częstotliwości napięcia pomiarowego. Jest to potwierdzenie wniosku wyprowadzonego w rozdziale 2, iż metoda wyznaczania oporności gruntu przez pomiar pojemności zastępczej nie znajduje zastosowania praktycznego.

Przytoczone wyniki świadczą o dużej czułości metody pomiaru oporności zastępczej R w zakresie częstotliwości napięcia pomiarowego 700—2000 kHz, co pozwala sądzić, iż metoda ta może dać dobre wyniki w praktyce. Dla zastosowania metody tej w praktyce należy opracować kształt anten, przy którym można by przeprowadzać badania przewodności gruntu do głębokości ok. 4 m. Należy się spodziewać, iż na podstawie dużej liczby pomiarów uda się wyznaczyć zależność między R i γ , a wtedy proponowana metoda pozwoli na bezpośrednie wyznaczanie oporności właściwej gruntu.

5. WNIOSKI

Pomiar przewodności właściwej gruntu jest możliwy przy pomocy metody pomiaru oporności zastępczej, natomiast metoda pomiaru pojemności zastępczej jest nieprzydatna do tego celu ze względu na zbyt małą czułość.

Częstotliwość napięcia pomiarowego powinna być rzędu 10^6 Hz.

Instytut Elektrotechniki

WYKAZ LITERATURY

1. Fritsch V.: *Geophysikalische Messungen. Verfahren der Funkmutung*. ATM V 65—9, 1938.
2. Fritsch V.: *Bestimmung des Widerstandes von Berg- und Grubenwässern*. ATM V.65—11, 1939.
3. Krajew A. P.: *Osnowy geoelektriki*, t. I. Gos. Izd. Tech. Teoret. Lit. Moskwa, 1951.

ИЗМЕРЕНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ГРУНТА ПРИ ПОМОЩИ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ СОПОСТИВЛЕНИЯ ЗАМЕЩЕНИЯ

Проведен анализ метода удельного сопротивления грунта при помощи метода измерения емкостного эквивалентного сопротивления и омического эквивалентного сопротивления. Авторы выводят заключение, что выведенная Фритшем формула (1), определяющая зависимость затухания от емкости антенн не содержит емкости между антеннами вызванной силовыми линиями электрического поля замкнутыми в воздушном пространстве.

Рассматривая схему рис. 2 авторы выводят формулы (2), (3), дающие соотношения между измеряемыми значениями C и R и сопротивлением грунта R_g . Из сравнения этих формул вытекает, что чувствительность измерения емкости C слишком мала, в то время как чувствительность измерения сопротивления R достаточна. При частоте измерительной схемы $f = 2 \cdot 10^6$ мц соотношения между измеряемым сопротивлением R и сопротивлением грунта R_g авторы предлагают выразить упрощенной формулой (4). Для проверки теоретических заключений авторы произвели сравнительные контрольные испытания. Эти испытания производились при использовании схемы данной на рис. 3 и метода Веннера. При длине антенн 5,5 м и высоте их подвески 0,8 м над грунтом получены результаты сходные с даваемыми методом Веннера при расстоянии между зондами 2 м.

MEASUREMENT OF SPECIFIC EARTH RESISTANCE BY MEASURING OF EQUIVALENT RESISTANCE

To explore the possibility of the specific earth resistance measurement with the aid of methods of the equivalent capacitance and equivalent resistance measurements an analysis was carried out. It confirms that Fritsch's formula (1) giving interdependence between the capacitance of the antennae and the damping does not comprise the capacitance between the antennae themselves deriving from the electric field lines closing in the air.

Commenting the schemes as given in Fig. 2 we arrive to the formulae (2) and (3) expressing the dependence between recorded values of C , R and earth resistance R_g . The comparison of these formulae points out that the sensibility of measurement method of the capacitance C is too small in contrast to the sensibility of the measurement method of R which is quite satisfactory.

At the frequencies $f \leq 2 \cdot 10^6$ of the measuring circuit the authors suggest that the dependence between the resistance R to be measured and that of earth R_g should be expressed by the simplified formula (4).

To verify the theoretical considerations the comparative measurements have been performed with the aid of the circuit schematically shown in Fig. 3 and Wenner's method.

In the case of antennae length being 5,5 m and their position of 0,8 m above the ground the results obtained fall very close to those from Wenner's method by spacing between the sonde equal to 2 m.

J. BORY

O związku między „gramatykami” transformacji całkowych Laplace’a i Carsona

Rękopis dostarczono 3. 10. 58

Rozpatrzono prosty sposób wypisania z dowolnej reguły gramatyki operatorowej Laplace’a — odpowiedniej reguły gramatyki Carsona i odwrotnie.

1. WSTĘP

Przy rozpatrywaniu stanów przejściowych używana jest w literaturze technicznej i naukowej przez jednych autorów transformacja Laplace’a, przez innych transformacja Carsona. Praktyczne stosowanie tych transformacji wiąże się ze stosowaniem tablic rachunku operatorowego (ułożonych dla transformacji Laplace’a lub Carsona), składających się z dwóch oddzielnych części — słownika i gramatyki.

Słownik rachunku operatorowego stanowi zbiór funkcji czasowych i odpowiadających im w danej transformacji funkcji operatorowych. Słownik ułożony według funkcji czasowych nazywamy słownikiem czasowo-operatorowym. Słownik ułożony według funkcji operatorowych nazywamy słownikiem operatorowo-czasowym.

Natomiast gramatyka rachunku operatorowego jest to zestawienie związków, jakie zachodzą między działaniami na funkcjach czasowych a odpowiadającymi im działaniami na funkcjach operatorowych.

Nie wszystkie kalendarze rachunku operatorowego zamieszczają tablice zestawiające reguły gramatyki operatorowej. Niektóre wymieniają w tekście tylko kilka reguł, jak np. Teumin [4] w rozdz. IV, § 7. Reguły te odpowiadają następującym najważniejszym działaniom na funkcjach czasowych: różniczkowanie, całkowanie, przesunięcie, tłumienie, zmiana skali, spłot. W tych kalendarzach, które dają tablice, reguły gramatyki są liczne w stosunku do liczby pozycji słownika. Na przykład u Ditkina-Kuzniecowa [1] gramatyka obejmuje 55 pozycji, słownik 1299 pozycji.

Związek między słownikami transformacji Laplace’a i Carsona jest bardzo prosty. Oznaczmy mianowicie transformację Laplace’a funkcji

czasowej $f(t)$ przez $f^L(p)$, transformatę Carsona przez $f^C(p)$. Transformatę Laplace'a określa się wzorem

$$f^L(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad (1)$$

przy $\operatorname{Re} p \geq \sigma_0$, gdzie σ_0 jest odciętą zbieżności transformaty. Transformatę Carsona zaś wzorem

$$f^C(p) = p \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad (2)$$

przy $\operatorname{Re} p \geq \sigma_0$. Porównując wzory (1) i (2) otrzymamy

$$f^C(p) = p f^L(p), \quad (3)$$

$$f^L(p) = \frac{1}{p} f^C(p). \quad (4)$$

Wzory te wskazują, że dla danej funkcji czasowej $f(t)$ otrzymamy transformatę Carsona z transformaty Laplace'a mnożąc tę ostatnią przez p (wzór 3), a transformatę Laplace'a z transformaty Carsona, dzieląc ostatnią przez p (wzór 4).

Związek między gramatykami obu transformacji nie jest tak prosty jak związek między słownikami. Weźmy dla przykładu wiersz 11 podanych przy końcu artykułu tablic 1 i 2, zestawiających kilka przykładów gramatyki Laplace'a i Carsona. Rozwińmy treść tego wiersza szerzej.

Funkcji czasowej

$$F(t) = \int_0^t J_0[2\sqrt{\tau(t-\tau)}] f(\tau) d\tau, \quad (5)$$

gdzie funkcja $f(t)$ jest dowolną funkcją transformowalną według Laplace'a, odpowiada według tablicy 1 (wiersz 11) transformata Laplace'a

$$F^L(p) = \frac{1}{p} f^L\left(\frac{p^2+1}{p}\right). \quad (6)$$

Mamy tu zmieniony argument funkcji $f^L(p)$, odpowiadającej funkcji $f(t)$, czyli spełniającej równanie

$$f^L(p) = \mathcal{L}_L[f(t)]^1$$

na

$$\psi(p) = \frac{p^2+1}{p}.$$

¹ W niniejszym artykule oznaczono transformatę Laplace'a znakiem $\mathcal{L}_L$ dla wyraźnego odróżnienia jej od transformaty Carsona $\mathcal{L}_C$.

Transformata Carsona funkcji $F(t)$ jest według tablicy 2 (wiersz 11) równa

$$F^C(p) = \frac{p}{p^2 + 1} f^C\left(\frac{p^2 + 1}{p}\right). \quad (7)$$

Mamy tu zmieniony argument funkcji $f^C(p)$, odpowiadającej funkcji $f(t)$, czyli spełniający równanie

$$f^C(p) = \mathcal{L}_C[f(t)]$$

na

$$\psi(p) = \frac{p^2 + 1}{p}.$$

Nie jest od razu widoczne, że funkcję (7) otrzymamy z funkcji (6) przez pomnożenie przez p , jak w przypadku słownika, tj. że

$$F^C(p) = p F^L(p).$$

Pochodzi to stąd, że w funkcji $F^L(p)$ występuje

$$f^L\left(\frac{p^2 + 1}{p}\right), \quad (8)$$

w funkcji zaś $F^C(p)$ występuje

$$f^C\left(\frac{p^2 + 1}{p}\right) \quad (9)$$

i należy dopiero znaleźć związek między funkcjami (8) i (9).

Gdy przyjmiemy pewną postać funkcji $f(t)$, np. gdy

$$f(t) = e^{-at},$$

skąd

$$f^L(p) = \frac{1}{p + a}, \quad f^C(p) = \frac{p}{p + a},$$

wówczas otrzymamy z wzorów (6) i (7), zmieniając argument funkcji $f^L(p)$ bądź $f^C(p)$ na $\psi(p)$, równania

$$\begin{aligned} F^L(p) \Big|_{f(t)=e^{-at}} &= \mathcal{L}_L \left\{ \int_0^t J_0[2\sqrt{\tau(t-\tau)}] e^{-a\tau} d\tau \right\} = \\ &= \frac{1}{p} \frac{1}{\psi(p) + a} = \frac{1}{p \frac{p^2 + 1}{p} + a} = \frac{1}{p^2 + ap + 1}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 F^C(p) \Big|_{f(t)=e^{-at}} &= \mathcal{L}_C \left\{ \int_0^t J_0 [2\sqrt{\tau(t-\tau)}] e^{-a\tau} d\tau \right\} = \\
 &= \frac{p}{p^2+1} \frac{\psi(p)}{\psi(p)+a} = \frac{p}{p^2+1} \cdot \frac{p}{p^2+1-a} = \frac{p}{p^2+ap+1}.
 \end{aligned} \quad (11)$$

Tu widać, że

$$F^C(p) = pF^L(p).$$

O ile autorowi wiadomo, nie został dotąd w literaturze podany łatwy i ogólny sposób przejścia z reguł gramatyki jednej transformacji na drugą. Znalezienie odpowiedniej metody stanowi właśnie cel niniejszej pracy.

Chodzi przy tym o to, aby ktoś używający transformacji np. Laplace'a mógł, natrafiwszy na tablice transformacji Carsona, korzystać z podanej w nich gramatyki, tak samo jak ze słownika Carsona, tj. wypisać z dowolnej zawartej w nich reguły natychmiast regułę Laplace'a.

2. PRZEJŚCIE Z REGUŁ GRAMATYKI LAPLACE'A NA REGUŁY CARSONA

Zakładamy, że reguły jednej z gramatyk są znane — nie interesujemy się sposobem wyprowadzenia ich. Szukamy sposobu przejścia na gramatykę drugą.

Ogólny zapis ujmujący reguły gramatyki Laplace'a będzie następujący:

Gdy

$$\mathcal{L}'_L \{f_1(t)\} = f_1^L(p), \dots, \mathcal{L}'_L \{f_n(t)\} = f_n^L(p),$$

to

$$\mathcal{L}_L \{ \Phi [f_1(t), \dots, f_n(t)] \} = \chi [f_1^L(p), \dots, f_n^L(p)],$$

gdzie Φ i χ są pewnymi operacjami wykonanymi na funkcjach $f_1(t), \dots, f_n(t)$, bądź $f_1^L(p), \dots, f_n^L(p)$.

Przykłady operacji Φ , wykonanej na jednej funkcji $f(t)$ — oznaczone przez $\Phi[f(t)]$ (patrz tablica przykładowa 1):

Różniczkowanie (tablica 1 wiersz 4), całkowanie w granicach od 0 do t (wiersz 5), zmiana argumentu funkcji (wiersz 3 i 9), pomnożenie przez znaną funkcję zmiennej t (wiersz 2, 3 i 6), mnożenie $f(\tau)$ przez znaną funkcję t i τ i całkowanie względem $d\tau$ w granicach od zera do t lub ∞ (wiersz 10 i 11).

Przykłady operacji Φ , wykonanej na kilku funkcjach czasowych $f_1(t), \dots, f_n(t)$:

Splot dwóch funkcji (wiersz 7 tablicy), mnożenie dwóch funkcji przez siebie (wiersz 8), operacja liniowa².

Na funkcjach operatorowych będą wykonane operacje analogiczne do wyżej przytoczonych (lecz w każdym przypadku inne), które oznaczymy symbolem χ .

Ze względu jednak na przejście na regułę Carsona z a z n a c z m y specjalnie zmianę argumentu funkcji operatorowej $f_k^L(p)$ z p na $\psi_k(p)$ ³. Zapis reguły Laplace'a otrzyma wtedy postać następującą:

Gdy

$$\mathcal{L}_L[f_1(t)] = f_1^L(p), \dots, \mathcal{L}_L[f_n(t)] = f_n^L(p)$$

to

$$\mathcal{L}_L\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = \chi\{f_1^L[\psi_1(p)], \dots, f_n^L[\psi_n(p)]\}. \quad (12)$$

Przejdźmy teraz do zbudowania odpowiadającej regule Laplace'a (12) reguły gramatyki Carsona.

W tym celu zamieńmy przede wszystkim transformaty Laplace'a kształtu

$$f_k^L[\psi_k(p)]$$

występujące w regule (12), na transformaty Carsona.

Założmy w podstawowych związkach (3) i (4) między transformatą Laplace'a i Carsona, w miejsce p funkcję $\psi(p)$, a otrzymamy związki

$$f^C[\psi(p)] = \psi(p) f^L[\psi(p)], \quad (13)$$

$$f^L[\psi(p)] = \frac{1}{\psi(p)} f^C[\psi(p)]. \quad (14)$$

Związki te są ważne zawsze, gdy wyrażenie $f^L[\psi(p)]$, bądź $f^C[\psi(p)]$ jest transformatą⁴ — a więc w przypadku rozważanego przejścia z gramatyki w jednej transformacji na drugą. We wzorze (14) wymagamy nadto, żeby $\psi(p)$ nie stawało się równe zero, co zawsze można osiągnąć przez przyjęcie $Re(p)$ dostatecznie dużego.

Wstawiając (14) do (12) otrzymamy

$$\mathcal{L}_L\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = \chi\left\{\frac{f_1^C[\psi_1(p)]}{\psi_1(p)}, \dots, \frac{f_n^C[\psi_n(p)]}{\psi_n(p)}\right\}. \quad (15)$$

Ponieważ transformata Carsona równa się według wzoru (3) transformacie Laplace'a pomnożonej przez p

$$\mathcal{L}_C\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = p \mathcal{L}_L\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\},$$

² $a_1 f_1(t) + \dots + a_n f_n(t)$.

³ Gdy zmiany argumentu nie ma, wtedy $\psi(p) = p$.

⁴ W przeciwnym przypadku mogłoby $\psi(p)$ być funkcją wielowartościową, podczas gdy argument p ma jedną wartość dla każdego punktu płaszczyzny liczb zespolonych Gaussa.

zatem ostatecznie otrzymamy regułę gramatyki Carsona odpowiadającą regule (12) gramatyki Laplace'a, w postaci następującej:

Gdy

$$\mathcal{L}_C[f_1(t)] = f_1^C(p), \dots, \mathcal{L}_C[f_n(t)] = f_n^C(p),$$

to

$$\mathcal{L}_C\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = p\chi\left\{\frac{f_1^C[\psi_1(p)]}{\psi_1(p)}, \dots, \frac{f_n^C[\psi_n(p)]}{\psi_n(p)}\right\}. \quad (16)$$

Słownie ujmijemy to krótko:

Regułę gramatyki Carsona otrzymamy z reguły gramatyki Laplace'a przez zastąpienie każdego $f_k^L[\psi_k(p)]$ przez

$$\frac{f_k^C[\psi_k(p)]}{\psi_k(p)}$$

i pomnożenie całości przez p .

3. PRZEJŚCIE Z REGUŁ GRAMATYKI CARSONA NA REGUŁY LAPLACE'A

Niech będą dane transformaty Carsona, mianowicie:

Gdy

$$\mathcal{L}_C[f_1(t)] = f_1^C(p), \dots, \mathcal{L}_C[f_n(t)] = f_n^C(p),$$

to

$$\mathcal{L}_C\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = \chi_1\{f_1^C[\psi_1(p)], \dots, f_n^C[\psi_n(p)]\}. \quad (17)$$

Związek między transformatami Laplace'a znajdziemy ze związku (17) między transformatami Carsona stosując wzory (4) i (13). Będzie on miał postać następującą:

Gdy

$$\mathcal{L}_L[f_1(t)] = f_1^L(p), \dots, \mathcal{L}_L[f_n(t)] = f_n^L(p),$$

to

$$\mathcal{L}_L\{\Phi[f_1(t), \dots, f_n(t)]\} = \frac{1}{p} \chi_1\{\psi_1(p) f_1^L[\psi_1(p)], \dots, \psi_n(p) f_n^L[\psi_n(p)]\}. \quad (18)$$

Słownie ujmijemy to krótko:

Regułę gramatyki Laplace'a otrzymamy z reguły gramatyki Carsona przez zastąpienie każdego $f_k^C[\psi_k(p)]$ przez $\psi_k(p) f_k^L[\psi_k(p)]$ i podzielenie całości przez p .

4. PRZYKŁADY

Przejścia są tak proste, że wykonujemy je w jednej linii na każdym wzorze danej gramatyki znajdującym się w tablicy. Pokazano to w tablicy 1, zawierającej kilka przykładów przejścia z reguły gramatyki Laplace'a na regułę Carsona, i w tablicy 2, zawierającej przejścia odwrotne.

5. DOTYCHCZASOWY STAN RZECZY W LITERATURZE

Autor jednej z bardzo nielicznych prac o związku między obu gramatykami, matematyk czeski Koniček [3], chciał porównać z sobą wzory wyprowadzone oddzielnie dla obu gramatyk. Udało mu się to tylko częściowo, mianowicie dla działań zawierających uogólniony spłot funkcji czasowych. Oparł się przy tym na trudnym twierdzeniu Efrosa [2] [1], otrzymując wskutek tego przejście w sposób bardzo skomplikowany i mimo to nie podaje, kiedy ono jest ważne. Píše tylko: „Twierdzenie Efrosa... umożliwia nam przeprowadzenie (z pewnym ograniczeniem) podstawienia zmiennej w płaszczyźnie obrazu“.

Co do innych przypadków (poza uogólnionym spłotem) pisze: „Nie można tu (tj. w przypadku gramatyki operatorowej) podać podobnie prostego i jednolitego przepisu jak w przypadku słownika. Można przeprowadzić jedynie porównanie twierdzeń gramatyki operatorowej w tablicy dającej ich przegląd“.

W odróżnieniu od Konička autor postawił w niniejszym artykule za cel znalezienie przejścia z jednej gramatyki na drugą, nie interesując się sposobem wyprowadzenia reguł obu gramatyk i przyjmując te reguły za znane; w tym celu ujął je bardzo ogólnymi zapisami (12) i (17), po czym przejście wykonał za pomocą wzorów (13) i (14), wyprowadzonych z podstawowych związków (3) i (4) między transformatą Laplace'a i Carsona, wykazując, że związki (13) i (14) są ważne zawsze przy przejściu z jednej transformaty na drugą, tak że to przejście zawsze da się wykonać.

Wzory końcowe Konička zawarte są w podanych tu zapisach (16) i (18) jako ich szczególne przypadki.

6. WNIOSKI

Zestawienie obu gramatyk w tablicach na końcu artykułu Konička nie rozwiązuje sprawy. Należałoby życzyć sobie, aby tablice gramatyki zawierały zawsze obie transformacje, Laplace'a i Carsona. W rzeczywistości jednak — jak już wspomniano na wstępie — wiele kalendarzy rachunku operatorowego daje tylko kilka reguł gramatyki w tekście, a i te kalendarze, które dają możliwie pełne zestawienie reguł w tablicach, są układane w jednej transformacji. Chodzi więc o to, aby natrafiając na tablice gramatyki w dowolnej transformacji (Laplace'a czy Carsona) można z nich korzystać tak samo jak ze słownika, tj. aby można było wypisać z dowolnej zawartej w nich reguły natychmiast regułę w drugiej transformacji. Wydaje się, że powyższy cel został w niniejszej pracy w pełni osiągnięty.

Przykłady przejścia z transformaty Laplace'a na Carsona

L. p.	Funkcja czasowa	Transformata Laplace'a	Przejście	Transformata Carsona
1	$f(t)$	$f^L(p)$		$f^C(p)$
2	$e^{-at}f(t)$	$f^L(p+a)$	$\Rightarrow \longrightarrow$	$p \cdot \frac{f^C(p+a)}{p+a}$
3	$f(at-b) \mathbf{1}\left(t-\frac{b}{a}\right)$	$\frac{1}{a} e^{-\frac{b}{a}p} f^L\left(\frac{p}{a}\right)$	$p \cdot \frac{1}{a} e^{-\frac{b}{a}p} \frac{f^C\left(\frac{p}{a}\right)}{\frac{p}{a}} =$	$e^{-\frac{b}{a}p} f^C\left(\frac{p}{a}\right)$
4	$f^{(n)}(t) = \frac{d^n}{dt^n} [f(t)]$	$p^n \left[f^L(p) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^{k+1}} \right]$	$p \cdot p^n \left[\frac{f^C(p)}{p} - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^{k+1}} \right] =$	$p^n \left[f^C(p) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^k} \right]$
5	$\int_0^t f(\tau) d\tau$	$\frac{1}{p} f^L(p)$	$p \cdot \frac{1}{p} \frac{f^C(p)}{p} =$	$\frac{1}{p} f^C(p)$
6	$t^n f(t)$	$(-1)^n \frac{d^n}{dp^n} [f^L(p)]$	$\Rightarrow \longrightarrow$	$p \cdot (-1)^n \frac{d^n}{dp^n} \left[\frac{f^C(p)}{p} \right]$
7	$\int_0^t f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau$	$f_1^L(p) f_2^L(p)$	$p \cdot \frac{f_1^C(p)}{p} \frac{f_2^C(p)}{p} =$	$\frac{1}{p} f_1^C(p) f_2^C(p)$
8	$f_1(t) f_2(t)$	$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} f_1^L(q) f_2^L(p-q) dq$	$\Rightarrow \longrightarrow$	$\frac{p}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{f_1^C(q)}{q} \frac{f_2^C(p-q)}{p-q} dq$
9	$f(t^2)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{p^2 \xi^2}{4}} \frac{1}{\xi^2} f^L\left(\frac{1}{\xi^2}\right) d\xi$	$\frac{p}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{p^2 \xi^2}{4}} \frac{1}{\xi^3} \frac{f^C\left(\frac{1}{\xi^2}\right)}{\frac{1}{\xi^2}} d\xi =$	$\frac{p}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{p^2 \xi^2}{4}} f^C\left(\frac{1}{\xi^2}\right) d\xi$
10	$\int_0^t J_0(\sqrt{t^2-\tau^2}) f(\tau) d\tau$	$\frac{1}{\sqrt{p^2+1}} f^L(\sqrt{p^2+1})$	$p \cdot \frac{1}{\sqrt{p^2+1}} \frac{f^C(\sqrt{p^2+1})}{\sqrt{p^2+1}} =$	$\frac{p}{p^2+1} f^C(\sqrt{p^2+1})$
11	$\int_0^t J_0[2\sqrt{\tau(t-\tau)}] f(\tau) d\tau$	$\frac{1}{p} f^L\left(\frac{p^2+1}{p}\right)$	$p \cdot \frac{1}{p} \frac{f^C\left(\frac{p^2+1}{p}\right)}{\frac{p^2+1}{p}} =$	$\frac{p}{p^2+1} f^C\left(\frac{p^2+1}{p}\right)$

Tablica 2

Przykłady przejścia z transformaty Carsona na Laplace'a

Funkcja czasowa	Transformata Carsona	Przejście	Transformata Laplace'a
$f(t)$	$f^C(p)$		$f^L(p)$
$e^{-at}f(t)$	$\frac{p}{p+a} f^C(p+a)$	$\frac{1}{p} \cdot \frac{p}{p+a} [(p+a)f^L(p+a)] =$	$f^L(p+a)$
$f(at-b)1\left(t-\frac{b}{a}\right)$	$e^{-\frac{b}{a}p} f^C\left(\frac{p}{a}\right)$	$\frac{1}{p} \cdot e^{-\frac{b}{a}p} \left[\frac{p}{a} f^L\left(\frac{p}{a}\right)\right] =$	$\frac{1}{a} e^{-\frac{b}{a}p} f^L\left(\frac{p}{a}\right)$
$f^{(n)}(t) = \frac{d^n}{dt^n} [f(t)]$	$p^n \left[f^C(p) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^k} \right]$	$\frac{1}{p} p^n \left[p f^L(p) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^k} \right] =$	$p^n \left[f^L(p) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{f^{(k)}(0)}{p^{k+1}} \right]$
$\int_0^t f(\tau) d\tau$	$\frac{1}{p} f^C(p)$	$\frac{1}{p} \frac{1}{p} [p f^L(p)] =$	$\frac{1}{p} f^L(p)$
$t^n f(t)$	$(-1)^n p \frac{d^n}{dp^n} \left[\frac{f^C(p)}{p} \right]$	$\frac{1}{p} \cdot (-1)^n p \frac{d^n}{dp^n} [f^L(p)] =$	$(-1)^n \frac{d^n}{dp^n} [f^L(p)]$
$\int_0^t f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau$	$\frac{1}{p} f_1^C(p) f_2^C(p)$	$\frac{1}{p} \frac{1}{p} p f_1^L(p) \cdot p f_2^L(p) =$	$f_1^L(p) f_2^L(p)$
$f_1(t) f_2(t)$	$\frac{p}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{f_1^C(q) f_2^C(p-q)}{q(p-q)} dq$	$\Rightarrow$	$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} f_1^L(q) f_2^L(p-q) dq$
$f(t^2)$	$\frac{p}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-\frac{p^2 \xi^2}{4}} f^C\left(\frac{1}{\xi^2}\right) d\xi$	$\Rightarrow$	$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-\frac{p^2 \xi^2}{4}} \frac{1}{\xi^2} f^L\left(\frac{1}{\xi^2}\right) d\xi$
$\int_0^t J_0(\sqrt{t^2-\tau^2}) f(\tau) d\tau$	$\frac{p}{p^2+1} f^C(\sqrt{p^2+1})$	$\frac{1}{p} \cdot \frac{p}{p^2+1} \cdot [p f^L(\sqrt{p^2+1})] =$	$\frac{1}{\sqrt{p^2+1}} f^L(\sqrt{p^2+1})$
$\int_0^t J_0[2\sqrt{\tau(t-\tau)}] f(\tau) d\tau$	$\frac{p}{p^2+1} f^C\left(\frac{p^2+1}{p}\right)$	$\frac{1}{p} \frac{p}{p^2+1} \cdot \left[\frac{p^2+1}{p} f^L\left(\frac{p^2+1}{p}\right) \right] =$	$\frac{1}{p} f^L\left(\frac{p^2+1}{p}\right)$

WYKAZ LITERATURY

1. Ditkin, Kuzniecowa: *Sprawochnik po operacjonnomu isčisleniju*. Gostechizdat 1951.
2. Efros, Danilewskij: *Operacjonnoje isčislenije i konturnyje integraly*. DNTWU 1937.
3. Koniček Oldřich: *O souvislosti mezi Laplaceovou a Laplaceovou-Carsonovou transformací*. Slaboproudy Obzor 9/1954.
4. Teumin: *Sprawočník po perechodnym električeskim processam*. Gos. Izd. Lit. po Woprosam Zwiazu i Radio, 1951.

О СВЯЗИ МЕЖДУ „ГРАММАТИКАМИ” ИНТЕГРАЛЬНЫХ
ТРАНСФОРМАЦИЙ ЛАПЛАССА И КАРСОНА

Рассматривается простой метод вывода из произвольного правила операторной „грамматики” Лапласа — соответствующего правила „грамматики” Карсона и обратно.

ABOUT RELATIONSHIP BETWEEN „GRAMMARS“ OF LAPLACE AND CARSON
INTEGRAL TRANSFORMATIONS

A simple way of forming an adequate Carson „grammar“ rule out of arbitrarily chosen rule of Laplace operator „grammar“ and vice versa is discussed.

621.366.2.

T. SCHWARTZ

Ocena własności stalowniczego pieca łukowego metodą wskaźników prądowych

Rękopis dostarczono 12. 12. 58

Podano sposób wyznaczania wielkości prądowego zakresu roboczego stalowniczego pieca łukowego oraz sposób określania położenia tego zakresu na skali prądu znamionowego, polegające na posługiwaniu się wskaźnikami prądowymi, wyznaczalnymi na podstawie oporności czynnej i biernej obwodu zasilającego piec łukowy.

1. WPROWADZENIE

Pracę stalowniczego pieca łukowego charakteryzują między innymi, głównie dwa wskaźniki eksploatacyjne, mianowicie zużycie właściwe i przelotność [2].

Zużycie właściwe e [kWh/t] definiuje iloraz energii elektrycznej E [kWh], pochłoniętej w procesie produkcyjnym, i pojemności wsadowej G [t] pieca łukowego

$$e = \frac{E}{G} \text{ [kWh/t]}. \quad (1)$$

Posługując się teoretycznym zużyciem właściwym e_t [kWh/t], którego miarą jest odpowiednio energia E_t , teoretycznie niezbędna w tym samym procesie

$$e_t = \frac{E_t}{G}, \quad (2)$$

można zużycie właściwe (1) wyrazić jako

$$e = e_t \frac{E}{E_t} = \frac{e_t}{\eta_0}, \quad (3)$$

gdzie $\eta_0 = E_t/E$; E oznacza sprawność ogólną procesu.

Przelotność pieca g [t/h] wyrażamy ilorazem pojemności wsadowej G [t] i czasu T [h] trwania procesu

$$g = \frac{G}{T} \text{ [t/h]}, \quad (4)$$

lub też, uwzględniając (2), jako

$$g = \frac{1}{e_t} \frac{E_t}{T} = \frac{P_u}{e_t},$$

gdzie $P_u = E_t : T$ oznacza moc użyteczną, równą mocy P_1 łuku elektrycznego zmniejszonej o moc P_c strat ciepłych pieca,

$$P_u = P_1 - P_c; \quad (5)$$

wobec tego wskaźnik g (4) można wyrazić w postaci

$$g = \frac{P_1 - P_c}{e_t}. \quad (6)$$

Ponieważ dla określonego rodzaju procesu technologicznego wielkości e_t i P_c nie zależą od prądu łuku, wobec tego ekstrema wskaźników wyrażonych przez (3) i (6) traktowanych jako funkcje prądu I łuku występują odpowiednio w warunkach:

$$\frac{d\eta_0}{dI} = 0, \quad (7)$$

$$\frac{dP_1}{dI} = 0. \quad (8)$$

Uwzględniając wielkości występujące w (7) i (8), odniesione do układu pieca jednofazowego lub też do jednej fazy symetrycznego urządzenia trójfazowego, a mianowicie:

sprawność ogólną

$$\eta_0 = 1 - \frac{P_e + P_c}{P}, \quad (9)$$

moc urządzenia łukowego

$$P = I \sqrt{U^2 - I^2 X^2}, \quad (10)$$

moc strat elektrycznych

$$P_e = I^2 R, \quad (11)$$

i na podstawie (10) i (11), moc łuku

$$P_1 = P - P_e = I \sqrt{U^2 - I^2 R^2} - I^2 R^2, \quad (12)$$

przy czym R i X oznaczają odpowiednio oporność czynną i bierną obwodu zasilającego, i są traktowane jako niezależne od prądu łuku, a U — napięcie piecowe, otrzymujemy warunki (7) i (8) w postaci równań

$$(U^2 R + 2 X^2 P_c) I^2 - U^2 P_c = 0, \quad (13)$$

$$4 (U^2 - I^2 X^2) (R^2 + X^2) I^2 - U^4 = 0. \quad (14)$$

Równania te pozwalają określić:

prąd, $I_{e_{\min}}$, zapewniający najmniejsze zużycie właściwe $e_{\min}$ jako

$$I_{e_{\min}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U}{X} \sqrt{\frac{2P_c}{2P_c + R} \frac{U^2}{X^2}} \quad (15)$$

i prąd, $I_{g_{\max}}$, przy którym osiąga się największą przelotność pieca $g_{\max}$ jako

$$I_{g_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U}{X} \sqrt{1 - \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}} \quad (16)$$

2. PRĄDOWY ZAKRES ROBOCZY PIECA

Wartość prądu $I_{e_{\min}}$ i $I_{g_{\max}}$ odgrywają szczególnie ważną rolę przy roztapianiu złomu w stalowniczym piecu łukowym, ponieważ ta faza pracy pieca jest najbardziej energochłonna. Biorąc ją pod uwagę udowodnimy najpierw, że charakteryzuje ją zawsze nierówność

$$I_{e_{\min}} < I_{g_{\max}} \quad (17)$$

Jak wynika z (15) i (16), twierdzenie (17) jest słuszne pod warunkiem

$$\frac{2P_c}{2P_c + R} \frac{U^2}{X^2} < 1 - \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}},$$

który sprowadza się do nierówności

$$P_c < \frac{U^2}{2(\sqrt{R^2 + X^2} + R)} \quad (18)$$

Ponieważ na podstawie (12) maksymalna moc łuku $P_{1_{\max}}$ wynosi

$$P_{1_{\max}} = \frac{U^2}{2(\sqrt{R^2 + X^2} + R)},$$

wobec tego warunek (18) sprowadza się do wymagania

$$\frac{P_c}{P_{1_{\max}}} < 1 \quad (19)$$

Po uwzględnieniu zależności (5) i po wprowadzeniu współczynnika $k = 1$, ostatnia nierówność (19) może być napisana w postaci

$$\frac{P_c}{k(P_u + P_c)} < 1 \quad (20)$$

własności; bezpośrednio ze w zakresie wystąpienia obrotu wymagającym mocy mechanicznej $P_m \neq 0$, warunek (16) jest zawsze spełniony w rezultacie czego jest wówczas spełniona także nierówność (17) co było do udowodnienia.

Wniosek stwierdzony, nierówności (17) leży w wynikających z niej własnościach szalwanego piera łukowego którego działanie w trakcie napierającej energochłonnej operacji, jaka jest faza wystąpienia obrotu, jak o tego widok nie może nigdy odpowiadać warunkowi równoczesnego wystąpienia na doczyszczających wartości prądu własnego i przeciwnego do prądu równoczesnego wystąpienia wielkości oznaczonych przez $g_{\min}$ i $g_{\max}$. W związku z tym, ponieważ jak wynika z (17),

$$I_{g_{\max}} - I_{g_{\min}} = \Delta I > 0, \quad (21)$$

w trakcie wystąpienia obrotu prąd total I powinien spełniać warunek

$$I_{g_{\min}} < I < I_{g_{\max}}, \quad (22)$$

ponieważ przy ocenianiu tego warunku (22) przybliżenie wartości prądu I do jednej, o granie prądowego zakresu wskazanego ΔI (21) prowadzi do pogorszenia tylko je dla tego o dwóch uwzględnionych wskaźników eksploatacyjnych przy jednoczesnej poprawie wartości drugiego, pod warunkiem przeciwnego dozwolonej z tymi granic, a więc zastrzeżenie warunku (22) polega na całej poprawieniu wartości liczącej się o I w z tych wskaźników.

Z tymi samymi względami przyjęte przyjęcie mały stały prąd w szalwanego piera łukowego w zakresie wystąpienia obrotu powinien być traktowane jako względnie niezależne od obrotowego kryterium, wynikającego ze względów gospodarczych i eksploatacyjnych, przebiegających za tym, że pier łukowy ma być eksploatacyjny bądź przy zachowaniu napierającego jednoczesnego prądu własnego $g_{\min}$, bądź z zapewnieniem osiągnięcia napierającej prądowej wartości, do uzyskania przy maksymalnej przeciwności prądu $g_{\max}$.

Oznaczone niezależność, wydawczą jest ze do strony własności szalwanego piera łukowego jest niezależne stałymi warunkami prądowego zakresu mechanicznego ΔI i prądowej wystąpienia tego zakresu.

Ścieżka wykrywania wymierzającego stała prądu wymaga, jeżeli jego dane parametrycznych stałymi wielkości R, X, P_m , ponieważ przy określonej wartości napięcia prądowego U = stała prądowy zakres obrotowy zależy od tych wielkości, w szczególności

$$\Delta I = f(R, X, P_m). \quad (23)$$

Wyniesienie wartości liczących stałymi R, X może nie odpowiadać do pomocy jedno, ze stałych metod ΔI praktycznie można stosuje się w tym

celu tak zwaną *próbę zwarcia* [3], jakkolwiek do tego samego celu można dojść i bez niej, wykonując pomiary w trakcie normalnej pracy pieca [1]. Tak czy inaczej przeprowadzane wyznaczanie oporności czynnej R i biernej X obwodu zasilającego łuk elektryczny, nie następuje żadnych trudności i może być wykonane szybko, także nawet za pomocą przyrządów pomiarowych, w które wyposaża się urządzenia łukowe.

W przeciwieństwie do tego, wyznaczanie mocy P_c jest zadaniem skomplikowanym, pracochłonnym i długotrwałym, a w dodatku wymagającym specjalnych przyrządów i układów pomiarowych. Wyznaczanie strat ciepłych wymaga w zasadzie bilansowania składowych mocy, między którymi występują także wielkości trudno uchwytne, w rezultacie czego wynik jest zawsze przybliżony [4].

Trudności związane z wyznaczaniem wielkości P_c wskazują na celowość poszukiwania zależności prostszej od funkcji (23), mianowicie

$$\Delta I = f(X, R), \quad (24)$$

dzięki której ocena własności pieca wymagałaby prócz danych znamionowych znajomości jedynie oporności toru zasilającego.

3. WSKAŹNIKI PRĄDOWE

W dalszym ciągu wykazemy, że sposób oceny własności pieca, oparty na zależności (24), jest możliwy do zastosowania, o ile te własności wyrazić za pomocą dwóch nowych wskaźników o cechach zbliżonych do charakteru. używanego już do oceny pieców łukowych, wskaźnika prądu zwarcia. Te nowe wskaźniki definiujemy następująco.

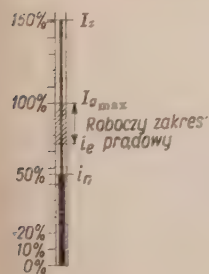
Wskaźnik prądu znamionowego

$$i_n = \frac{I_n}{I_{g\max}}, \quad (25)$$

gdzie I_n — znamionowy prąd pieca.

Wskaźnik prądu roboczego

$$i_e = \frac{I_{e\min}}{I_{g\max}}. \quad (26)$$



Rys. 1.

Wskaźniki te (25) i (26), łącznie ze wspomnianym wskaźnikiem prądu zwarcia

$$i_z = \frac{I_z}{I_{g\max}} \quad (27)$$

(gdzie I_z — prąd eksploatacyjnego zwarcia), zestawione na procentowej skali prądowej w sposób przykładowo pokazany na rys. 1, dają obraz wła-

można pisać wypatrując do jego oceny, przy czym znaczenie poszczególnych wskaźników jest następujące.

Wskaźnik prądu roboczego i_e stanowi miarę rozciągłości prądowego zakresu roboczego II , który w procentowym ujęciu wyraża się wówczas jako $II = 100\% - i_e \%$.

Wskaźnik prądu znamionowego i_n jest miarą osiągalności prądowego zakresu roboczego II , przy czym można rozróżnić dwa charakterystyczne przypadki, mianowicie $i_n < i_e$ oraz $i_n > i_e$.

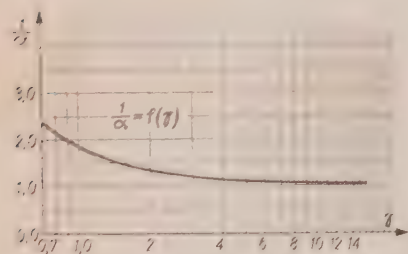
Wskaźnik prądu zwarcia i_z jest, jak wiadomo, miarą przetężeń wywołanych przez zwarcia eksploatacyjne, przy czym łącznie ze wskaźnikiem i_n może on służyć do wyznaczenia wskaźnika prądu zwarcia i_{zn} , odniesionego do natężenia znamionowego,

$$i_{zn} = \frac{I_z}{I_n},$$

ponieważ, jak wynika z definicji (27) i (25),

$$i_{zn} = \frac{i_z}{i_n}.$$

Przejsię z omówionych wskaźników, odniesionych do jedności lub też do 100%, na wartości prądów wyrażonych w amperach nie przedstawia żadnych trudności.



Rys. 2.

Przy posługiwaniu się wskazaną metodą wskaźników prądowych jest wygodnie opierać się na parametrze α , będącym funkcją jedynie tangensa kąta fazowego przy zwarcu γ , według zależności

$$\alpha = \sqrt{1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma^2}}}, \quad (28)$$

zobrazowanej krzywą podaną na rys. 2. Obowiązuje bowiem wówczas jak wynika z (25), wyrażenie

$$i_n = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{I_n}{I_m}, \quad (29)$$

w którym I_m oznacza prąd odpowiadający maksymalnej mocy urządzenia łukowego, przy czym

$$I_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U}{X}, \quad (30)$$

Przy wprowadzonym już parametrze γ wskaźnik prądu zwarcia i_z jest określony przez bezpośrednio z (27) wynikającą zależność

$$i_z = \sqrt{2 \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \right)}. \quad (31)$$

Wskaźnik prądu roboczego i_e , jak wynika z (26), po uwzględnieniu (15) i (16), można wyrazić w postaci

$$i_e = \frac{1}{a} \sqrt{\frac{A}{A+B}}, \quad (32)$$

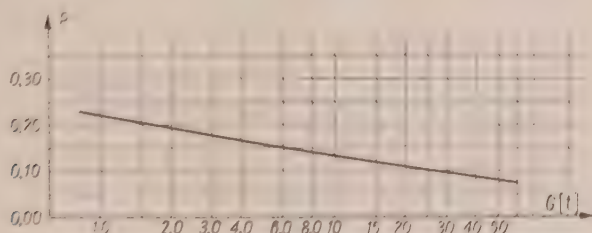
w której oznaczają

$$A = a \cdot \gamma,$$

$$B^{-1} = 1/2 \cdot i_n \cdot p,$$

przy czym przez p oznaczono parametr zmienny, wyrażający stratność termiczną pieca, i określony przez odniesione do znamionowej mocy pieca jego straty ciepłe.

Posługiwanie się wskaźnikiem i_e (32) pociąga za sobą, jak z tego wynika, merytoryczną zmianę sposobu wyznaczania II , ponieważ stratność termiczna p pieca może być wyrażona w funkcji jego pojemności wsadowej G , należącej do wielkości znamionowych, wobec czego zależność (23) przechodzi w zależność (24)



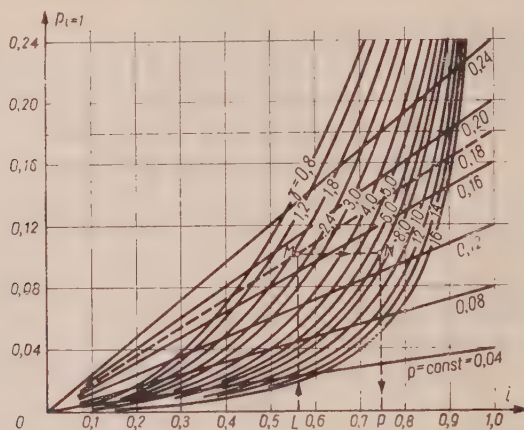
Rys. 3.

Empiryczne wartości (przeciętnej) parametru p w zależności od pojemności wsadowej G są zobrażowane krzywą podaną na rys. 3. W podanym na rys. 3 układzie współrzędnych omawiana krzywa, zbliżona do prostej może być wyrażona funkcją aproksymacyjną

$$p = K_1 \lg G + K_2, \quad (33)$$

przy czym współczynniki K_1 i K_2 w szerokim zakresie zmienności pojemności wsadowej od około 1 t do około 100 t mogą być w przybliżeniu traktowane jako nie ulegające zmianom i wynoszące $K_1 = 0,0369$, $K_2 = 0,224$. Dodatkowo korzystne jest uzyskanie za pomocą zależności (32) powiązań wzajemne wskaźników i_e i i_n , dzięki czemu uzyskuje się możliwość posługiwania się wykresem podanym na rys. 4, stanowiącym interpretację geometryczną tego związku i znacznie upraszczającym technikę posługiwania się metodą wskaźników prądowych. Mianowicie przy wyznaczonych war-

tościach i_n (punkt L na rys. 4) i p (punkt M), w zależności od wartości γ (punkt N), znajduje się wartość i_e (punkt P) w sposób wskazany linia przerywaną na rys. 4.



Rys. 4.

4. DOKŁADNOŚĆ METODY

Przy posługiwaniu się stratnością p (33) wprowadza się uchyby wartości liczbowej wskaźnika i_e , które można wyznaczyć w sposób następujący.

Posługując się oznaczeniami: $i_e \equiv y$, $1:a \equiv u$, $A \equiv v$, $\sqrt{2} \cdot i_n \equiv w$, $p \equiv x$, na podstawie (32) można napisać

$$\frac{1}{wx} = \frac{u^2 v}{y^2} \quad v,$$

co po zróżniczkowaniu daje

$$\frac{1}{wx} \frac{dx}{x} = \frac{2u^2 v}{y^2} \frac{dy}{y},$$

skąd

$$\frac{dy}{y} = 0,5 \left(1 - \frac{y^2}{u^2} \right) \frac{dx}{x}.$$

Oznacza to, że uchyb względny Δi_e wskaźnika i_e jest związany z uchybem Δp parametru p funkcją

$$\Delta i_e = 0,5 (1 - a^2 \cdot i_e^2) \Delta p. \quad (34)$$

Ponieważ, jak wynika z (28) i (32), zawsze $a^2 \cdot i_e^2 < 1$, wobec tego uchyb Δi_e jest zawsze mniejszy od połowy uchybu, jakim jest obciążona wartość parametru p . Zależność (34) sprzyja posługiwaniu się metodą wskaźników

prądowych, ponieważ nawet znaczne odstępstwo przeciętnej wartości p od wartości ściślej tej wielkości nie powoduje godnych uwagi niedokładności wyznaczanej wielkości prądowego zakresu roboczego. Warto ponadto nadmienić, że uchyb Δi_e wywiera niewielki wpływ na warunki określające dolną granicę prądowego zakresu roboczego ΔI ponieważ, jak wiadomo [3], krzywa obrazująca zależność $e=f(I)$ w pobliżu ekstremum ma duży promień krzywizny. W rezultacie tego, w pobliżu ekstremum funkcji $e=f(I)$ uchyb prądu $I_{e_{\min}}$ może pociągnąć za sobą na przykład tylko dziesięciokrotnie mniejszą od niego względną zmianę zużycia właściwego.

Przykład liczbowy

Sposób wyznaczania wskaźników prądowych zilustrujemy na przykładzie dotyczącym pieca łukowego trójfazowego o następujących danych. Pojemność wsadowa pieca 3 t, prąd znamionowy pieca 3,95 kA, najwyższy stopień napięcia piecowego 200 V, oporności czynna i bierna toru zasilającego: $R=1,540 \cdot 10^{-3}$ omów, $X=10,785 \cdot 10^{-3}$ omów [3].

Na podstawie tych danych otrzymujemy parametr $\gamma=10,785 : 1,540=7$, a z wykresu na rys. 2, przy $\gamma=7$, $1 : \alpha=1,08$; natężenie prądu odpowiadające maksymalnej mocy urządzenia

$$I_m = \frac{200}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 10,785} = 7,58 \text{ kA}.$$

Wobec tego wskaźnik prądu znamionowego wynosi

$$i_n = 1,08 \frac{3,95}{7,58} = 0,5625,$$

$$i_n^0/0 = 56,25\%.$$

Z wykresu na rys. 3, dla $G=3$, znajdujemy $p=0,18$; tę samą wartość otrzymuje się drogą obliczeniową ze wzoru (33).

Dla znalezionych wartości i_n oraz p odszukujemy na wykresie z rys. 4 punkt M , otrzymany z przecięcia się prostej $p=0,18$ z rzędną wystawioną z punktu L , określonego przez $OL=i_n=0,5625$. Prowadząc prostą poziomą przez punkt M aż do przecięcia z krzywą $\gamma=7$ w punkcie N , opuszczamy stąd rzędną, która na osi odciętych, w punkcie P , wyznacza poszukiwaną wartość $i_e=0,749$; wobec czego

$$i_e^0/0 = 74,9\%.$$

Wskaźnik prądu zwarcia na podstawie wzoru (31) wynosi

$$i_z = \sqrt{2 \left(1 + \frac{1}{1+7^2} \right)} = 1,51,$$

wobec czego

$$i_z^0/0 = 151^0_0.$$

Na podstawie zależności (34) wyznaczona wartość liczbowa wskaźnika prądu roboczego jest obciążona uchybem

$$i_e = 0,5 \left[1 - \left(\frac{0,749}{1,08} \right)^2 \right] \Delta p = 0,25 \Delta p,$$

co oznacza, że do utrzymania dokładności wymaganej w warunkach technicznych ($\Delta i_e \pm 10\%$), uchyb parametru p może sięgać $\pm 40\%$.

Wyznaczone wartości wskaźników (rys. 1 odpowiada przytoczonemu przykładowi liczbowemu) wskazują, że w rozpatrywanym przypadku zachodzi nierówność

$$i_n < i_e,$$

wobec czego osiągnięcie dolnej granicy prądowego zakresu roboczego wymagałoby przeciążenia transformatora

$$n_t = \frac{i_e - i_n}{i_n} 100 = \frac{74,9 - 56,25}{56,25} 100 = 33\%.$$

Ocena własności pieca sprowadza się więc do stwierdzenia nieosiągalności prądowego zakresu roboczego, co może stanowić punkt wyjścia do modyfikacji, mających na celu zrationalizowanie badanego urządzenia.

WYKAZ LITERATURY

1. Markow N. A.: *Opredielenje parametrov elektriceskoj ciepi triehfaznoj dugowej elektropieci*. Elektrichestwo 1951, 5, 31.
2. Schwartz T.: *Elektrotermia*. Warszawa, PWT, 1953.
3. Schwartz T.: *Wykres kotowy i charakterystyki robocze stalowniczego pieca łukowego*. Z wyd. zbior. pt. Racjonalna eksploatacja stalowniczych pieców łukowych, pod red. E. Horoszki, Kraków, 1957.
4. Zander O.: *Bilan thermique des fours à arc*, IIIe Congrès Int. d'Electrothermie. Paris, 1953.

ОЦЕНКА СВОЙСТВ ДУГОВОЙ СТАЛЕВАРНОЙ ПЕЧИ МЕТОДОМ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОКОВ

Рассмотрены условия работы дуговой сталелварной печи исполняющей условия минимального единичного потребления электроэнергии $e_{\min}$ [квтч/т] и максимальной пропускной способности $g_{\max}$ [т/ч], а по проведению этих условий к силе тока дуги $I_{g_{\max}}$ для $g_{\max}$ и $I_{e_{\min}}$ для $e_{\min}$, доказано, что в период рас-

хода наибольшей части электроэнергии, т. е. во время расплавления лома рассматриваемые параметры всегда разногласны, а именно при $\Delta I = I_{g_{\max}} - I_{e_{\min}}$ рабочий диапазон тока ΔI больше нуля.

Из приведенных формул на $I_{g_{\max}}$, $I_{e_{\min}}$ вытекает, что определение этих предельных значений при данных номинальных величинах дуговой установки основано на зависимостях

$$I_{g_{\max}} = f(X, R),$$

$$I_{e_{\min}} = f(X, R, P_e).$$

Так как определение сопротивлений X , R контура не представляет никаких затруднений в отличие от определения тепловых затрат P_e , разработан метод определения диапазона ΔI исключительно на основании величин X , R . Для достижения этого вводится показатель рабочего тока i_r и показатель номинального тока i_n и даются методы их вычисления. Принимая $I_{g_{\max}} \approx 100\%$ значение показателя i_r можно определить как величину дающую протяженность диапазона тока ΔI , а i_n как меру вероятности достижения этого диапазона ΔI .

Вычисление систематической погрешности метода показателей тока позволяет вывести заключение о целесообразности пользования им при быстрой текущей оценке дуговой сталеварной установки.

С целью достижения возможной простоты исследования установки посредством метода показателей тока, изложенный метод обработан дополнительно графически, что позволяет на замену вычислений нахождением искомых величин на приложенной номограмме (рис. 4).

ESTIMATE OF PROPERTIES OF ELECTRIC ARC FURNACE WITH THE AID OF CURRENT INDECIES METHOD

Operating conditions of arc furnace which correspond to minimum unit consumption of the electric energy $e_{\min}$ (kWh/t) and maximum throughput $g_{\max}$ (t/h) have been explored.

After reduction of these conditions to the values of the current intensity of the arc $I_{g_{\max}}$ at $g_{\max}$ and $I_{e_{\min}}$ at $e_{\min}$ it has been proved that in the period of highest electric energy consumption i. e. during the meeting process of the scrap these conditions are always discrepant thus by $\Delta I = I_{g_{\max}} - I_{e_{\min}}$ the operating current range ΔI is greater than zero.

From given formulae for $I_{g_{\max}}$ and $I_{e_{\min}}$ it follows that determining of these limit values at the given rating values of the arc arrangement is based on the dependencies

$$I_{g_{\max}} = f(X, R),$$

$$I_{e_{\min}} = f(X, R, P_e).$$

As the determination of the resistances X and R of the circuit in contrast with defining of thermal losses P_e does not involve any difficulty. An estimate method for the range ΔI exclusively on the basis of values of X and R has been worked out.

For the purpose the maximum current index I_{max} and the index of rated current I_{rated} have been introduced and the way of their evaluation is given.

Assuming that $I_{\text{rated}} = 100\%$, the index I , defined then the extensiveness of the current range ΔI and is denoted $I_{\Delta I}$ — the degree of attainment of this range ΔI .

Extensive systematic discussion of the method points out that the application of the proposed method for a prompt estimate of the arc furnace is purposeful.

In summary the procedure of investigation of the arrangements with the aid of the proposed method is presented additionally it presented in form a graph enabling to perform the calculation technique through reading of values in quest out of estimated maximums (Fig. 4).

P. SZULKIN

Teoria fali powierzchniowej Goubau

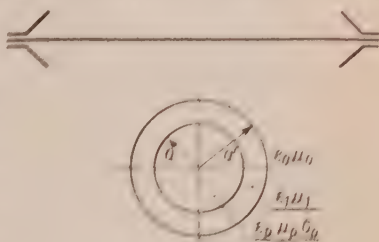
Rękopis dostarczono 4. 2. 1959

W pracy przedstawiono teorię fali powierzchniowej Goubau na podstawie konwencji, metody teorii pola elektromagnetycznego, co wymaga szeregu założeń aproksymacyjnych które wyraźnie są sformułowane na wstępie. Należy sądzić, że większość z tych założeń będzie spełniona w praktyce w dostatecznym stopniu. Po wyznaczeniu wyrażen na składowe pola wyprowadzono wzór (43), umożliwiający obliczenie wartości własnej ξ_0 . Następnie, korzystając z pewnych uproszczeń, podano stosunkowo proste wyrażenia na przekroju przepływu mocy i strat przy przenoszeniu energii.

W 1951 roku Goubau opublikował pracę [1], w której zbadał własności propagacji powierzchniowej fali elektromagnetycznej wzdłuż przewodnika kołowego pokrytego cienką warstwą dielektryka i umieszczonego w ośrodku dielektrycznym nieskończonym (rys. 1).

Jeżeli dielektryk warstwy i ośrodka jest jednakowy, zagadnienie sprowadza się do dobrze znanego problemu propagacji fali powierzchniowej Sommerfelda [3]. Ze względu na potencjalne możliwości praktyczne tak zwanej fali Goubau, warto nieco szerzej omówić jej teorię, kładąc szczególny nacisk na jej aspekty, które można doświadczalnie sprawdzić i wykorzystać do przenoszenia energii elektromagnetycznej.

Fala powierzchniowa Goubau jest poprzeczną falą magnetyczną, którą wyprowadzimy w założeniu, że stosowane dielektryki mają właściwości niowe, jednorodne i izotropowe. Jednocześnie przyjmujemy przy rozwiązywaniu pola elektromagnetycznego, że straty w nim nie występują. Uwzględniamy te ostatnie dopiero przy obliczaniu sprawności przenoszenia energii przez falę powierzchniową wzdłuż swojej linii transmisyjnej, jaką jest omawiany układ. Dopuszczalność takiej metody ujęcia problemu jest praktycznie bezaporna w warunkach małych strat i jest na przykład po-



Rys. 1.

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

gzie

$$h^2 = k^2 - \gamma^2 \quad (11)$$

$$k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon. \quad (12)$$

$$\gamma = \beta = \text{stała fazowa (dla przypadku bezstratnego)}. \quad (13)$$

Wyznaczeniu E_z i H_z , które są rozwiązaniami równania falowego, możemy bez trudu obliczyć wszystkie pozostałe składowe pól za pomocą równań (7) do (10).

Równanie falowe dla wektora $\mathbf{E}$ jeśli zaniedbamy straty, jest

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{k^2}{\omega^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2}. \quad (14)$$

Ponieważ funkcjonalna zależność względem t i z ma postać $e^{j(\omega t - \gamma z)}$, możemy równanie (14) napisać jako

$$\nabla^2 \mathbf{E} = -k^2 \mathbf{E}. \quad (15)$$

Dla składowej E_z sprowadza się to do równania skalarnego

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \quad (16)$$

lub — w rozwiniętej postaci we współrzędnych walcowych —

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = -k^2 E_z. \quad (17)$$

Uwzględniając warunek symetrii pola

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0 \quad (18)$$

i przyjmując wobec tego

$$E_z = R(\rho) e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (19)$$

gdzie $R(\rho)$ jest funkcją tylko ρ , równanie (17) sprowadza się do następującego

$$\rho^2 \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \rho \frac{dR}{d\rho} + \rho^2 (k^2 - \gamma^2) R = 0. \quad (20)$$

Jak wiadomo, jest to równanie Bessela zerowego rzędu. Dla zewnętrznej dielektryka o stałych μ_0 i ε_0 rozciągającego się w nieskończoność, równanie (20) można napisać jako

$$\rho^2 \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \rho \frac{dR}{d\rho} + (j^2 \varepsilon_0 \rho^2) R = 0, \quad (21)$$

gdzie

$$\tilde{\omega}_0^2 = \gamma^2 - k_0^2 \quad (22)$$

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0. \quad (23)$$

Wielkość $\tilde{\omega}_0$ jest dodatnią liczbą rzeczywistą, co łatwo sprawdzić pamiętając, że $\gamma = \beta = \frac{\omega}{v_f}$ i $k_0 = \frac{\omega}{c}$. Ponieważ prędkość fazowa powierzchniowej v_f musi być mniejsza od prędkości światła c w zewnętrznym dielektryku (próżni), przeto

$$\tilde{\omega}_0 = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v_f}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} > 0.$$

Rozwiązanie ogólne równania (21) można napisać w postaci

$$R(\varrho) = AH_0^{(1)}(j\tilde{\omega}_0\varrho) + BH_0^{(2)}(j\tilde{\omega}_0\varrho), \quad (24)$$

gdzie $H_0^{(1)}$ i $H_0^{(2)}$ funkcje Hankela zerowego rzędu pierwszego i drugiego rodzaju zaś A i B są stałe. Ponieważ dla dużych wartości ϱ jest

$$H_0^{(1)}(x) \sim \left(\frac{2}{\pi x}\right)^{1/2} e^{j\left(x - \frac{\pi}{4}\right)}$$

$$H_0^{(2)}(x) \approx \left(\frac{2}{\pi x}\right)^{1/2} e^{-j\left(x - \frac{\pi}{4}\right)}.$$

Widzimy zatem, że $H_0^{(2)}(j\tilde{\omega}_0\varrho) \rightarrow \infty$ zaś $H_0^{(1)}(j\tilde{\omega}_0\varrho) \rightarrow 0$ gdy $\varrho \rightarrow \infty$. Wobec warunku skończonej radialnej rozciągłości pola musimy przyjąć $B = 0$. Ostatecznie otrzymujemy z równań (24) i (19).

$$E_z = AH_0^{(1)}(j\tilde{\omega}_0\varrho) e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (25)$$

będące rozwiązaniem równania falowego i spełniające warunki brzegowe dla $\varrho \rightarrow \infty$.

Rozwiązania dla H_z nie potrzebujemy szukać, gdyż zgodnie z założeniem fala powierzchniowa jest magnetycznie poprzeczna, to jest $H_z = 0$. W tych warunkach z równań (7) i (10) wynika, że $H_r = 0$, $E_r = 0$, przy czym pamiętać należy o warunkach symetrii (18). Jednocześnie równania (8) i (9) dają

$$(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \gamma^2) H_\varphi = -j\omega \epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial \varrho} \quad (26)$$

$$(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \gamma^2) E_\varphi = -j\gamma \frac{\partial E_z}{\partial \varrho}. \quad (27)$$

Korzystając ze znanego wzoru dla pochodnej funkcji Bessela [2]

$$\frac{dZ_0(ax)}{dx} = -aZ_1(ax) \quad (28)$$

możemy składowe pola w dielektryku zewnętrznym napisać w oparciu o równania (25), (26) i (27) jako

$$E_z^0 = A H_0^{(1)}(j\zeta_0 \varrho) e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (29)$$

$$E_\varrho^0 = A \frac{\gamma}{\zeta_0} H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho) e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (30)$$

$$H_\varphi^0 = A \frac{k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0} H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho) e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (31)$$

gdzie górne indeksy (0) oznaczają, że odpowiednie wielkości dotyczą dielektrycznego obszaru zewnętrznego, podczas gdy $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0$ i $\zeta_0^2 = \gamma^2 - k_0^2$.

W analogiczny sposób znajdujemy pole elektromagnetyczne w warstwie dielektrycznej o stałych μ_1, ε_1 , przylegającej do przewodnika. Równanie (20) w tym przypadku można napisać jako

$$\varrho^2 \frac{d^2 R}{d\varrho^2} + \varrho \frac{dR}{d\varrho} + (\zeta_1 \varrho)^2 R = 0, \quad (32)$$

gdzie

$$\zeta_1^2 = k_1^2 - \gamma^2, \quad (33)$$

$$k_1^2 = \omega^2 \mu_1 \varepsilon_1. \quad (34)$$

Podczas gdy poprzednio ζ_0 było rzeczywiste i dodatnie, nic pewnego chwilowo o ζ_1 powiedzieć nie możemy. Dlatego rozwiązanie dla (32) przyjmujemy w postaci

$$R(\varrho) = A_1 J_0(\zeta_1 \varrho) + B_1 N_0(\zeta_1 \varrho), \quad (35)$$

gdzie J_0 funkcja Bessela zerowego rzędu, N_0 funkcja Neumanna zerowego rzędu, a A_1 i B_1 stałe. Korzystając z (28) możemy równanie (8) i (9) H_ϱ i E_φ nadal są równo (teru) napisać w postaci następującej:

$$H_\varrho^1 = [A_1 J_0(\zeta_1 \varrho) + B_1 N_0(\zeta_1 \varrho)] e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (36)$$

$$E_\varphi^1 = j \frac{\gamma}{\zeta_1} [A_1 J_1(\zeta_1 \varrho) + B_1 N_1(\zeta_1 \varrho)] e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (37)$$

$$H_\varphi^1 = j \frac{k_1^2}{\omega \mu_1 \zeta_1} [A_1 J_1(\zeta_1 \varrho) + B_1 N_1(\zeta_1 \varrho)] e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (38)$$

gdzie górny indeks (1) wskazuje na to, że odpowiednia wielkość dotyczy warstwy dielektrycznej przylegającej do przewodnika. J_1 i N_1 są funkcjami Bessela i Neumanna pierwszego rzędu. Możemy teraz wprowadzić warunki brzegowe na granicy dielektryków oraz na granicy przewodnik — warstwa dielektryczna zewnątrz. Jak wiadomo, na granicy dwóch dielektryków pola styczne oraz składowe normalne gęstości strumienia elek-

trycznego i magnetycznego są ciągłe. Oznaczając przez a' zewnętrzny promień wewnętrznej warstwy dielektrycznej, mamy zatem

$$(E_z^1)_{\varrho=a'} = (E_z^0)_{\varrho=a'} \quad (39)$$

$$(H_\varphi^1)_{\varrho=a'} = (H_\varphi^0)_{\varrho=a'} \quad (40)$$

$$(\varepsilon_1 E_\varrho^1)_{\varrho=a'} = (\varepsilon_0 E_\varrho^0)_{\varrho=a'}. \quad (41)$$

Warunek ciągłości pola stycznego na granicy przewodnik — warstwa dielektryczna przy założeniu doskonałej przewodności rdzenia daje dodatkowo

$$(E_z^1)_{\varrho=a} = 0, \quad (42)$$

gdzie

a — promień przewodnika.

Powyższe warunki brzegowe prowadzą do bardzo złożonych wzorów, a obliczenia liczbowe na nich oparte wymagają stosowania maszyn matematycznych.

Wobec tego wprowadzamy założenie aproksymacyjne, które zresztą odpowiada potrzebom praktycznym. Przyjmujemy mianowicie, że grubość wewnętrznej warstwy dielektrycznej jest mała w porównaniu z promieniem przewodnika. Wówczas, uwzględniając równania (29), (31), (36) i (38) można warunki brzegowe (39), (40) i (42) napisać w postaci

$$[A_1 J_0(\zeta_1 a') + B_1 N_0(\zeta_1 a')] = A H_0^{(1)}(j \zeta_0 a'),$$

$$j \frac{k_1^2}{\omega \mu_1 \zeta_1} [A_1 J_1(\zeta_1 a') + B_1 N_1(\zeta_1 a')] = A \frac{k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0} H_1^{(1)}(j \zeta_0 a'),$$

$$A_1 J_0(\zeta_1 a) + B_1 N_0(\zeta_1 a) = 0.$$

Eliminujemy współczynniki A , A_1 i B_1 w układzie tych równań, co prowadzi do zależności

$$\frac{j k_1^2}{\omega \mu_1 \zeta_1} \frac{J_1(\zeta_1 a') N_0(\zeta_1 a) - J_0(\zeta_1 a) N_1(\zeta_1 a')}{J_0(\zeta_1 a') N_0(\zeta_1 a) - J_0(\zeta_1 a) N_0(\zeta_1 a')} = \frac{k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0} \frac{H_1^{(1)}(j \zeta_0 a')}{H_0^{(1)}(j \zeta_0 a')}.$$

Jeżeli

$$\frac{a'}{a} = 1 + \kappa, \quad \text{gdzie} \quad \kappa \ll 1$$

oraz

$$\zeta_0 a' \ll 1,$$

$$\zeta_1 a \ll 1,$$

$$\zeta_1 a' \ll 1$$

możemy zastosować następujące wzory aproksymacyjne [2]:

$$J_1(\zeta_1 a') N_0(\zeta_1 a) - J_0(\zeta_1 a) N_1(\zeta_1 a') \approx J_n N_{n-1} - J_{n-1} N_n \approx \frac{2}{\pi \zeta_1 a'},$$

$$J_0(\zeta_1 a') \approx 1,$$

$$J_0(\zeta_1 a) \approx 1,$$

$$N_0(\zeta_1 a') \approx -\frac{2}{\pi} \ln \frac{1}{0,89 \zeta_1 a'},$$

$$N_0(\zeta_1 a) \approx -\frac{2}{\pi} \ln \frac{1}{0,89 \zeta_1 a},$$

$$H_0^{(1)}(j\zeta_0 a') \approx -\frac{2j}{\pi} \ln \frac{1}{0,89 \zeta_0 a'},$$

$$H_0^{(1)}(j\zeta_0 a) \approx -\frac{1}{\pi} \frac{2}{\zeta_0 a'}.$$

Podstawienie tych wyrażeń do wyżej wyprowadzonej zależności prowadzi do następującego wzoru

$$\frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_1}{\varepsilon_1} \left(\frac{a'}{\lambda_0} \right)^2 \ln \frac{a'}{a} = \left(\frac{\zeta_0 a'}{2\pi} \right)^2 \ln(0,89 \zeta_0 a'), \quad (43)$$

gdzie

$$\lambda_0 = \frac{1}{f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}.$$

Na ogół wszystkie wielkości występujące po lewej stronie równania (43) są znane w każdym konkretnym przypadku, co pozwala wyznaczyć to metodą kolejnych przybliżeń lub graficznie.

Możemy teraz przejść do wyznaczenia tak zwanego przekroju przepływu mocy, niezmiennie ważnej z punktu widzenia praktycznego wielkości charakterystycznej dla propagacji fali powierzchniowej.

Przekrój przepływu mocy określamy w naszym przypadku za pomocą promienia koła, koncentrycznego i prostopadłego do przewodnika, przez które przechodzi określony procent mocy całkowitej fali powierzchniowej. Przekroje przepływu mocy obliczamy stosując twierdzenie Poyntinga-Umowa

$$P = \int_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S},$$

które stwierdza, że przepływ mocy chwilowej przez powierzchnię S jest dany przez całkę powierzchniową tego wektora $(\mathbf{E} \times \mathbf{H})$, gdzie $\mathbf{E}$ i $\mathbf{H}$ są wartościami chwilowymi.

Rozpatrzmy obszar zamknięty powłoką walcową o osi z , długości Δz i mającą promień wewnętrzny $\varrho_w = g$ a promień zewnętrzny $\varrho_z \rightarrow \infty$. Dla naszej fali powierzchniowej wektor Poyntinga będzie

$$\mathbf{E} \times \mathbf{H} = -E_z^0 H_\varphi^0 \mathbf{i}_r + E_\varphi^0 H_z^0 \mathbf{i}_z. \quad (44)$$

Pierwszy człon w tym równaniu reprezentuje przepływ mocy w kierunku radialnym. Traktując E_z^0 i H_φ^0 jako fazory, możemy twierdzenie Poyntinga o uśrednionym przepływie mocy w kierunku radialnym przez wewnętrzną powierzchnię boczną o promieniu g powłoki walcowej napisać w postaci

$$(P_{\text{rad}})_g = -\mathcal{R}e \frac{1}{2} \int_z^{z+\Delta z} \int_0^{2\pi} (E_z^0 H_\varphi^{0*})_{\varrho=g} g d\varphi dz,$$

gdzie H_φ^{0*} jest sprzężoną zespoloną dla H_φ^0 . Całkę tę łatwo obliczyć, a mianowicie

$$(P_{\text{rad}})_g = -\mathcal{R}e \pi g (E_z^0 H_\varphi^{0*})_{\varrho=g} \Delta z.$$

Otóż z (29) i (31) mamy

$$E_z^0 H_\varphi^{0*} = \frac{AA^* k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0} [H_0^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)] [H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)]^*,$$

lecz $H_0^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)$ jest liczbą urojoną, $H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)$ zaś jest liczbą rzeczywistą, podobnie jak AA^* . Wynika stąd, że $(P_{\text{rad}})_g$ jest częścią rzeczywistą liczby urojonej, czyli

$$(P_{\text{rad}})_g = 0.$$

Inaczej mówiąc, uśredniony radialny przepływ mocy jest równy zero dla dowolnego promienia od a' do ∞ .

Drugi człon $E_\varphi^0 H_z^0 \mathbf{i}_z$ w równaniu (44) reprezentuje przepływ mocy w kierunku osiowym. Uśredniony przepływ mocy przez jedną ściankę poprzeczną powłoki walcowej jest

$$P_{g,\infty} = \mathcal{R}e \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_g^\infty E_\varphi^0 H_z^{0*} \varrho d\varrho d\varphi. \quad (45)$$

Korzystając z (30) i (31)

$$E_\varphi^0 H_z^{0*} = \frac{AA^* \gamma k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0^2} [H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)]^2,$$

ponieważ $H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)$ jest rzeczywiste. Po scałkowaniu względem φ otrzymujemy

$$P_{g,\infty} = \frac{\pi AA^* \gamma k_0^2}{\omega \mu_0 \zeta_0^2} \int_g^\infty [H_1^{(1)}(j\zeta_0 \varrho)]^2 \varrho d\varrho. \quad (46)$$

Stosując wzory [2]

$$\int x [Z_1(ax)]^2 ax = \frac{x^2}{2} \{ [Z_1(ax)]^2 - Z_0(ax) Z_2(ax) \}$$

oraz

$$Z_2(ax) = \frac{2}{ax} Z_1(ax) - Z_0(ax),$$

a następnie podstawiając granice całkowania (g, ∞), otrzymujemy ostatecznie

$$P_{g, \infty} = N(\zeta_0 g)^2 \left\{ \frac{2j}{\zeta_0 g} H_0^{(1)}(j\zeta_0 g) H_1^{(1)}(j\zeta_0 g) + [H_0^{(1)}(j\zeta_0 g)]^2 + [H_1^{(1)}(j\zeta_0 g)]^2 \right\}, \quad (47)$$

gdzie

$$N = - \frac{\pi A A^* \gamma k_0^2}{2 \omega \mu_0 \epsilon_0}.$$

Ponieważ wewnątrz rozpatrywanej powłoki walcowej moc nie jest ani wytwarzana ani tracona, uśredniony zaś przepływ radialny mocy okazał się równy zero, równanie (47) daje uśredniony przepływ osiowy mocy przez dowolny przekrój poprzeczny powłoki w granicach od g do $g = \infty$.

Dla małych wartości argumentu $j\zeta_0 g$ można zastosować aproksymację funkcji Hankela [2], ważną dla $x \ll 0,1$

$$H_0^{(1)}(x) \approx \frac{2j}{\pi} \ln(-j 0,89 x),$$

$$H_1^{(1)}(x) \approx \frac{2j}{\pi x}$$

i w następujący sposób uprościć równanie (47)

$$P_{g, \infty} = N \frac{8}{\pi^2} [\ln(0,89 \zeta_0 g) + 0,5]. \quad (48)$$

Oczywiście, ta część mocy, która przepływa przez koło o promieniu g wynosi

$$S_g = \frac{P_{a', \infty} - P_{g, \infty}}{P_{a', \infty}} = 1 - \frac{P_{g, \infty}}{P_{a', \infty}}. \quad (49)$$

Wzór ten pozwala wyznaczyć przekroje przepływu mocy.

Należy podkreślić, że w powyższych rozważaniach pominęliśmy osiowy przepływ mocy wewnątrz warstwy dielektrycznej wewnętrznej, lecz należy sądzić, że błąd w ten sposób popełniony jest stosunkowo mały.

Dotychczasowa analiza była oparta na założeniu bezstratności systemu. Praktycznie ważny problem wyznaczania strat, które są oczywiście

nieuchronne, rozwiązujemy przyjmując założenie, że ich obecność w nieznacznym tylko stopniu modyfikuje wyżej znaleziony rozkład pól.

Zakładając, że pola elektryczne i magnetyczne maleją wykładniczo w kierunku z jak e^{-az} , gdzie a jest stałą tłumienia, moc przenoszoną w kierunku osiowym można wyrazić następująco

$$P_z = P_{a', \infty} = P_0 e^{-2az}, \quad (50)$$

gdzie

P_0 — wartość początkowa P_z , przy czym z zastępuje indeks (a', ∞) .
Przyjmując

$$\Delta P_z \approx - \frac{\delta P_z}{\delta z} \Delta z \quad (51)$$

mamy

$$\Delta P_z = 2aP_z \Delta z$$

i

$$a \approx \frac{\Delta P_z}{2P_z \Delta z}. \quad (52)$$

Przyjmujemy zgodnie z rzeczywistymi warunkami pracy, że ośrodek dielektryczny zewnętrzny jest bezstratny (jest nim na ogół powietrze); pozostają więc straty w warstwie dielektrycznej wewnętrznej i przewodniku, czyli

$$\Delta P_z = \Delta P_z^d + \Delta P_z^p$$

i

$$a = a^{(d)} + a^{(p)},$$

gdzie indeksy górne (d) i (p) dotyczą odpowiednio dielektrycznej warstwy wewnętrznej i przewodnika.

Równanie (52) można wówczas rozbić na dwie części

$$a^{(d)} = \frac{\Delta P_z^{(d)}}{2P_z \Delta z}, \quad (53)$$

$$a^{(p)} = \frac{\Delta P_z^{(p)}}{2P_z \Delta z}.$$

Otóż wiadomo, że $\frac{\Delta P_z^{(p)}}{\Delta z}$ jest po prostu równe połowie oporności powierzchniowej przewodnika pomnożonej przez kwadrat szczytowej wartości prądu powierzchniowego. A więc

$$\Delta P_z^{(p)} = \frac{1}{4\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu_p}{\sigma_p}} I I^* \Delta z, \quad (55)$$

gdzie μ_p i σ_p przenikliwość magnetyczna i przewodność przewodnika. Ze względów, które niebawem staną się jasne, należy wyrazić II^* przez AA^* . Można to uzyskać w przybliżeniu biorąc całą powierzchnię jednego z równań Maxwella

$$\int_S \text{rot } \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = \int_S \mathbf{i} \cdot d\mathbf{S} + \frac{\partial}{\partial t} \int_S \epsilon \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S},$$

gdzie płaszczyzna płaska S jest ograniczona przez koło o promieniu a' , prostopadłe do przewodnika. Korzystając z twierdzenia Stokesa mamy

$$\int_S \text{rot } \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = \oint_{C(a')} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = 2\pi a' (H_\varphi^0)_{\rho=a'}.$$

Jednocześnie, jeżeli $\mathbf{i}$ jest szczytową wartością gęstości prądu przewodzenia, to

$$\int_S \mathbf{i} \cdot d\mathbf{S} = I,$$

gdzie

I — szczytowa wartość prądu powierzchniowego na przewodniku. Całkę

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S \epsilon \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = j\omega 2\pi \int_a^{a'} \epsilon_1 E_z^1 \rho d\rho$$

pomijamy, ponieważ jest mała wobec $2\pi a' (H_\varphi^0)_{\rho=a'}$. A więc

$$I \approx 2\pi a' (H_\varphi^0)_{\rho=a'}$$

i

$$II^* \approx (2\pi a')^2 [H_\varphi^0 H_\varphi^{0*}]_{\rho=a'}.$$

Podstawiając H_φ^0 z (31) i uwzględniając, że $H_1^{(1)}(j\zeta_0 a')$ jest liczbą rzeczywistą, mamy

$$II^* \approx AA^* \frac{k_0^4}{\omega^2 \mu_0^2 \zeta_0^2} [H_1^{(1)}(j\zeta_0 a')]^2. \quad (56)$$

Stosując ponownie aproksymację funkcji Hankela

$$H_1^{(1)}(x) \approx -\frac{2j}{\pi x}$$

otrzymujemy uproszczone wyrażenie

$$II^* \approx \frac{16 \epsilon_0 k_0^2}{\mu_0^2 \zeta_0^4} AA^*. \quad (57)$$

Łącząc (55) i (57) mamy

$$|P_z| = \frac{1}{4\pi a} \left| \frac{\pi f \mu_0}{\sigma p} \frac{16 \varepsilon_0 k_0^2}{\mu_0^2} \Delta A^* \right| z. \quad (58)$$

Ponieważ $P_z = P_a$ i jest dane przez równanie (48), zakładając $g = a$,

$$P_z \approx - \frac{\Delta A A^* \gamma k_0^2}{\omega \pi \mu_0^2} [\ln(0,89 \zeta_0 a') + 0,5]. \quad (59)$$

Podstawiamy (58) i (59) do (54) i stosujemy przybliżenie $\gamma = k_0$. Ostatecznie otrzymujemy

$$\alpha^{(w)} \approx - \frac{1}{2a} \frac{\pi f \mu_0 \varepsilon_0}{\sigma_p \mu_0} \frac{1}{\ln(0,89 \zeta_0 a') + 0,5}. \quad (60)$$

Równanie (60) daje tłumienie w neperach na jednostkę długości linii spowodowane przez straty w przewodniku.

Do obliczenia strat w wewnętrznej warstwie dielektrycznej zastosujemy następującą metodę przybliżoną. W tym celu rozpatrujemy kondensator utworzony przez metalową powłokę walcową o promieniu zewnętrznym a' i jednostkowej długości osiowej. Ponieważ dielektryk jest stratny, przewodność kondensatora jest częścią rzeczywistą admitancji

$$G = \operatorname{Re}(Y) = \operatorname{Re}(j\omega C).$$

Uwzględniając, że pojemność wyraża się wzorem

$$C = \frac{2\pi \varepsilon_1}{\ln \frac{a'}{a}}$$

można napisać

$$G = \operatorname{Re} \left[j \frac{2\pi\omega}{\ln \frac{a'}{a}} \varepsilon_1 \right]. \quad (61)$$

Porównując równanie Maxwella dla ośrodka bezstratnego

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = j\omega \varepsilon \mathbf{E}$$

i równanie dla ośrodka ze stratami

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = j\omega \left(\varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E}$$

widzimy, że w przypadku występowania strat zastępujemy ε przez $\varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega}$. Uwzględniając powyższe w równaniu (61) otrzymujemy

$$G = \operatorname{Re} \left[j \frac{2\pi\omega \varepsilon_1}{\ln \frac{a'}{a}} + \frac{2\pi\omega \varepsilon_1}{\ln \frac{a'}{a}} \frac{\sigma_1}{\omega \varepsilon_1} \right],$$

czyli

$$G = \frac{2\pi\omega\epsilon_1}{\ln \frac{a'}{a}} \operatorname{tg} \delta_1, \quad (62)$$

gdzie tangens strat dielektryka jest określony jako $\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_1} \cdot \frac{\Delta P_z^{(1)}}{\Delta z}$ w kondensatorze o długości Δz równa się połowie przewodności pomnożonej przez kwadrat wartości szczytowej przyłożonego napięcia:

$$\Delta P_z^{(1)} \approx \frac{1}{2} G V^2 dz, \quad (63)$$

gdzie

$$V = \int_a^{a'} E_\rho^1 dp.$$

Wartość szczytowa E_ρ^1 radialnego pola elektrycznego w wewnętrznej warstwie dielektrycznej można wyrazić szczytową wartością q ładunku na jednostkę długości kondensatora

$$E_\rho^1 = \frac{q}{2\pi\epsilon_1} \frac{1}{\rho}.$$

W ten sposób

$$V = \int_a^{a'} \frac{q}{2\pi\epsilon_1} \frac{dp}{\rho} = \frac{q}{2\pi\epsilon_1} \ln \frac{a'}{a}. \quad (64)$$

Aby znaleźć wyrażenie dla q , zauważmy, że rozkład ładunku i prąd powierzchniowy zmieniają się w funkcji t i z w identyczny sposób co fala powierzchniowa. A więc

$$I = I_0 e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (65)$$

$$Q = Q_0 e^{j(\omega t - \gamma z)}, \quad (66)$$

gdzie I_0 i Q_0 wartości początkowe. Podstawiając (65) i (66) do równania ciągłości

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = - \frac{\partial I}{\partial z}$$

otrzymujemy

$$Q = \frac{\gamma}{\omega} I. \quad (67)$$

Stąd wynika, że

$$\Delta P_z^{(1)} = \frac{\gamma^2 I^*}{4\pi\epsilon_1 \omega} \left(\ln \frac{a'}{a} \right) \operatorname{tg} \delta \Delta z. \quad (68)$$

Podstawiając (57), (59) i (68) do (54) otrzymujemy ostatecznie (zakładając w przybliżeniu $\gamma \approx k_0$)

$$\alpha^{(1)} \approx - \frac{k_0 \epsilon_0}{2\epsilon_1} \frac{\operatorname{tg} \delta \ln \frac{a'}{a}}{\ln(0,89 \zeta_0 a') + 0,5}. \quad (69)$$

Wzór ten daje tłumienie w neperach na jednostkę długości linii, spowodowane przez straty w wewnętrznej warstwie dielektrycznej. Suma $\alpha^{(p)} + \alpha^{(1)}$ jest pełnym tłumieniem na jednostkę długości modu propagacyjnego fali powierzchniowej Goubau.

WYKAZ LITERATURY

1. Goubau G.: *Single conductor surface wave transmission lines*. P.I.R.E., vol. 39, June 1951.
2. Jahnke E., Emde Fr.: *Funktionentafeln*. Dover Publ. N. Y. 1945.
3. Sommerfeld A.: *Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen an einen zylindrischen Leiter*. Ann. Phys. und Chemie, nr 67, Dec. 1899.

ТЕОРИЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ ГУБО

В статье изложена теория поверхностной волны Губо на основании общепринятого метода теории электромагнитного поля, что требует принятия ряда предпосылок в отношении необходимых приближений, которые подробно сформулированы в начале статьи. Следует предполагать, что большинство из этих предпосылок будет исполнено в практике в достаточной степени. После определения выражений на составляющие поля выведена формула (43), дающая возможность расчета собственной величины ζ_0 . В дальнейшем при использовании некоторых упрощений даны относительно несложные формулы для определения сечения потока мощности и потерь при передаче энергии.

THEORY OF GOUBAU SURFACE WAVE

Theory of Goubau surface wave on the basis of conventional method of electromagnetic field theory is presented. This demands of several approximation assumptions, which are formulated in the introduction.

It may be considered that most of these assumptions will be fulfilled in practice with sufficient degree. After defining of expressions for the component fields the formula (43) is introduced which enables to estimate self values ζ_0 . Using afterwards certain simplifications a comparatively simple expression for the section of power flow and losses by the energy transmission is given.

A. SWIT

Bezpośredni pomiar stałej czasu przebiegu wykładniczego

Rękopis dostarczono 14. 4. 59

Omówiono krótko zagadnienie wyznaczania stałej czasu przebiegu wykładniczego oraz podano zasadę bezpośredniego pomiaru stałej czasu metodą porównania przebiegu badanego z przebiegiem teoretycznym. W zakończeniu podano kilka szczegółów praktycznych.

WSTĘP

W wielu zagadnieniach mamy do czynienia z przebiegami wykładniczymi w funkcji czasu.

Parametrem tego typu przebiegów jest stała czasu, np. stała czasu narastania lub stała czasu zaniku przebiegu. Omówimy przebieg wykładniczy wyrażony następującym równaniem

$$U = U_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (1)$$

gdzie τ jest stałą czasu przebiegu.

Konwencjonalny sposób wyznaczania stałej czasu przebiegu wykładniczego danego równaniem (1) polega na fotografowaniu obrazu oscyloskopowego i następnie na wyliczeniu stałej czasu z równania $\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{U_1}{U_2}\right)}$ na pod-

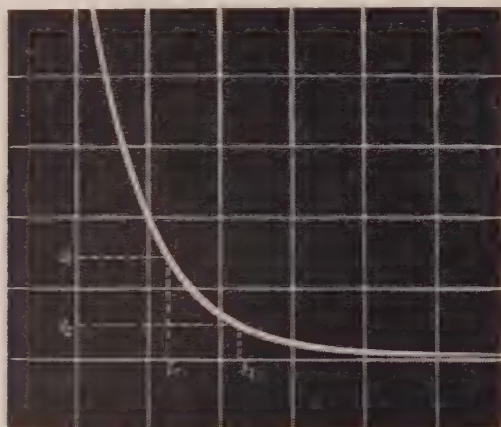
stawie dwóch punktów krzywej (rys. 1). Często analizuje się w ten sposób cały badany przebieg punkt po punkcie i stwierdza się, czy przebieg jest wykładniczy.

Można oczywiście stałą czasu wyliczyć, określając położenie dwóch punktów oglądanej krzywej wprost z ekranu oscyloskopu. Wówczas postępuje się zwykle w ten sposób, że określa się stałą czasu tzw. półzaniku i otrzymany wynik dzieli się przez $\ln 2$. Podyktowane to jest tym, że łatwiej jest bezpośrednio z ekranu oscyloskopu wyznaczyć czas, po którego upływie amplituda przebiegu zmalała do połowy.

Dokładne wyliczanie wprost z ekranu oscyloskopu jest dosyć kłopotliwe

i dlatego zwykle przy pomiarach chętniej się obraz fotografuje co, z kolei, przesuwając otrzymanie wyniku na dalszy plan.

Stosowany jest również następujący sposób wyznaczania stałej czasu. Do jednej pary płytek oscyloskopu przykładamy się badany przebieg, a na drugą parę daje się przebieg wykładniczy otrzymany z regulowanego



Rys. 1. Przebieg wykładniczy w funkcji czasu.

$$\text{Stała czasu przebiegu } \tau = \frac{t_0 - t_1}{\ln \frac{U_1}{U_2}}$$

układu RC. Dobierając odpowiednio stałą czasu układu RC można na ekranie oscyloskopu otrzymać linię prostą. Stała czasu układu RC jest wtedy równa stałej czasu przebiegu badanego.

Nachylenie prostej zależy od stosunku amplitud przebiegu badanego i przebiegu odniesienia. Obydwa przebiegi należy oczywiście synchronizować w czasie.

Omówiona w tym artykule zasada bezpośredniego pomiaru stałej czasu przebiegu wykładniczego za pomocą oscyloskopu jakkolwiek może znana ze względu na swą prostotę i wygodę zasługuje na bliższe poznanie.

2. ZASADA POMIARU

Rozważony zostanie — dla prostoty — tylko przykład przebiegu wykładniczego danego równaniem (1), ponieważ stała czasu w tym równaniu zależy od wartości U_1 (przyjmijmy $U_1 = 1$). Zwróćmy uwagę na to, funkcję

$$y = e^{-t/\tau}$$

przy dowolnym i większym od zera parametrze τ można sprowadzić zawsze do tej samej postaci

$$y = e^{-\frac{t}{\tau}} = e^{-T}, \quad (3)$$

gdzie T zmienia się od 0 do ∞ . W tym celu musi być spełniona zależność

$$T = \frac{t}{\tau}. \quad (4)$$

Należy teraz zauważyć, że właściwość takiego redukowania przebiegu wykładniczego w funkcji czasu będzie miała regulowana podstawa czasu oscyloskopu.

Pomiaru przebiegów wykładniczych ze względu na to, że są to przebiegi nieperiodyczne, dokonuje się zwykle za pomocą synchronoskopu. Większość nowoczesnych synchronoskopów, będących w pewnym sensie — ze względu na swą wysoką klasę — miernikami, ma podstawę czasu regulowaną w sposób ciągły i skalowaną w sekundach na centymetr.

Można teraz powiedzieć, że w przypadku, gdy oglądany na synchronoskopie przebieg wykładniczy o dowolnej stałej czasu będzie kreślony przez podstawę czasu

$$t/\text{cm} = \tau/\text{cm} \quad (5)$$

(gdzie t/cm jest skalą podstawy czasu synchronoskopu), wtedy będzie miał zawsze taki sam obraz, a mianowicie obraz funkcji e^{-T} .

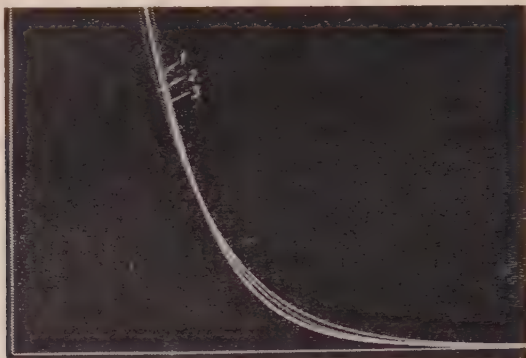
3. TECHNIKA POMIARU

Na ekranie oscyloskopu umieszcza się teoretyczny wykres funkcji $y = e^{-T}$, gdzie T zmienia się od 0 do ∞ . Wykres taki łatwo można wykonać na szkle organicznym; w praktyce wystarczy dla T zmieniającego się od 0 do 5. Z kolei badany przebieg obserwuje się przy takiej skali podstawy czasu synchronoskopu, przy której obydwie przebiegi: badany i teoretyczny pokrywają się. Stała czasu badanego przebiegu jest wtedy równa skali podstawy czasu wyrażonej w sek/cm. Należy przy tym zwrócić uwagę, aby pozioma oś wykresu teoretycznego (na której $e^{-T} = 0$) pokrywała się z poziomą osią przebiegu badanego (dla której amplituda badanego przebiegu równa się zero).

Ze względu na to, iż czas występuje w wykładniku liczby e , porównania obu krzywych można dokonać z dużą dokładnością tak, że o dokładności pomiaru decyduje dokładność skalowania podstawy czasu synchronoskopu. Na rys. 2 podano kształt krzywych dla trzech przypadków, gdy skala podstawy czasu jest większa o 10% od stałej czasu badanej krzywej, gdy jest równa stałej czasu badanej krzywej i gdy jest od niej mniejsza o 10%. Zaletą porównywania przebiegu badanego z przebiegiem teoretycznym jest również to, iż można łatwo ocenić, czy przebieg badany w całym zakresie ma charakter wykładniczy. Jeżeli przebieg badany np.

odbiega na pewnym odcinku od krzywej wykładniczej, wtedy nie można dobrać takiej skali podstawy czasu synchroskopu, aby otrzymać pokrycie się przebiegu badanego z teoretycznym.

Podany tutaj sposób bezpośredniego pomiaru stałej czasu zaniku przebiegu wykładniczego autor zastosował przy pomiarach czasu życia nośni-



Rys. 2. Wpływ zmiany skali podstawy czasu oscyloskopu na obraz badanego przebiegu wykładniczego. Krzywe 1, 2, 3 odpowiadają następującym przypadkom: 1. skala podstawy czasu jest równa stałej czasu badanego przebiegu (krzywa teoretyczna pokrywa się z przebiegiem badanym); 2. skala podstawy czasu jest mniejsza o 10% od stałej czasu badanego przebiegu; 3. skala podstawy czasu jest większa o 10% od stałej czasu badanego przebiegu.

ków mniejszościowych w krzemie. Pomiar czasu życia przeprowadzany był metodą badania zaniku fotoprzewodnictwa krzemu. Można było stwierdzić duże ułatwienie i uproszczenie pomiarów, szybki pomiar badanej stałej czasu zaniku fotoprzewodnictwa i w związku z tym zwiększone możliwości eksperymentowania oraz dużą łatwość oceny odcinków niewykładniczych.

Należy jeszcze dodać, iż podany sposób bezpośredniego pomiaru stałej czasu można stosować również do określania stałej czasu przebiegu narastania, danego równaniem

$$U = U_0(1 - e^{-t}) \quad (6)$$

W tym przypadku należy jednak posłużyć się pewnym przybliżeniem, a mianowicie założyć wartość U_0 , do której funkcja narasta po upływie nieskończenie długiego czasu. W praktyce założenia U_0 łatwo dokonać, a ewentualne błędy nie są wielkie.

НЕПОСРЕДСТВЕННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ ПОКАЗАТЕЛЬНОЙ ФУНКЦИИ

Дано краткое обсуждение проблемы определения постоянной времени показательной функции и изложен принцип непосредственного измерения постоянной времени путем сравнения исследуемой кривой с теоретической функцией. В заключении приведено несколько практических подробностей.

DIRECT MEASUREMENT OF TIME CONSTANT OF EXPONENTIAL TRANSIENT

A brief description of the problem of time constant determination of exponential transient is given and the principle of direct measurement of time constant with the aid of method of comparison of the investigated transient with theoretical one is presented. At the end a few practical details are produced.

INSTYTUT PODSTAWOWYCH PROBLEMÓW TECHNIKI
POLSKIEJ AKADEMII NAUK
ZAKŁAD ELEKTRONIKI

Komunikaty z prac

Zakładu Elektroniki przy współpracy z Katedrą Podstaw Telekomunikacji
Politechniki Warszawskiej

669.15.782-194:539.374

A. SMOLIŃSKI, Z. KACZKOWSKI, M. ŻBIKOWSKI

WPLYW ODKSZTAŁCEŃ PLASTYCZNYCH NA DEZAKOMODACJĘ W STALACH KRZEMOWYCH

Rękopis dostarczono 5. 1. 59.

Komunikat niniejszy podaje wyniki badań nad wpływem odkształceń plastycznych na dezakomodację w stalach krzemowych gorąco walcowanych. W pierwszej części pracy badano ten wpływ na próbkach walcowanych. Pomiar wykazał zmniejszenie czasu opóźnienia przy większych wartościach wydłużeń i maksimum tego czasu przy małych wydłużeniach.

W drugiej części pracy badano próbki na maszynie wytrzymałościowej. Wyniki pomiarów charakteryzują się typowym falistym przebiegiem zarówno przenikalności jak i czasu opóźnienia w funkcji naprężeń.

Otrzymane rezultaty związane są ze zmianą długości drogi dyfuzji zanieczyszczeń siatki krystalicznej badanego materiału.

ВЛИЯНИЕ ПЛАСТИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ НА ДЕЗАККОМОДАЦИЮ КРЕМНИСТЫХ СТАЛЕЙ

В сообщении даны результаты испытаний влияния пластических деформаций на дезаккомодацию кремнистых сталей во время горячей прокатки. Первая часть произведенной работы была посвящена испытаниям этого влияния на образцах подвергаемых прокатке. Испытания показали, что время запаздывания уменьшается при больших значениях, а достигает максимума при малых удлинениях.

Во второй части работы исследовались образцы подвергаемые растягиванию на машине для испытания сопротивления на разрыв. Результаты измерений характеризуются типичной волнистой формой кривых зависимости магнитной проницаемости и времени запаздывания от механических напряжений.

Полученные результаты зависят от изменений глубины диффузии засорения кристаллической сетки испытываемого материала.

INFLUENCE OF PLASTIC DEFORMATION ON THE TIME-DECREASE OF PERMEABILITY IN TRANSFORMER STEEL

The paper gives the results of measurements of the influence of plastic deformations on the time-decrease of permeability in hot rolled transformer steel. In the first part measurements were performed on samples rolled in a mill.

The measurements showed a drop of time decrease of permeability at large elongations and a maximum at small elongations. In the second part measurements were performed on samples stretched at a tensile testing machine. The results of measurements are characterized by typical wavy shape of time-decrease of permeability. The obtained results are connected with the variation of lengths of the paths of impurities diffusing in the crystal lattice.

1. WSTĘP

Poprzednie prace nad dezakomodacją wykazały, że zjawisko to występuje w silnym stopniu w rdzeniach wyciętych z blachy transformatorowej (ok. 4% Si) klasy A3 [5] [7] [8]. Czas ustalania się przenikalności w słabych polach jest rzędu 24 godzin, a względny przyrost przenikalności sięga 30%¹. Obróbka cieplna takich rdzeni, przeprowadzona w temperaturach ok. 800°C, zmniejsza czas ustalania się przenikalności do ok. 7 godzin. Natomiast obróbka cieplna typu rafinacyjnego (żarzenie w wodorze 1250°C) praktycznie usuwa zjawisko dezakomodacji, zmniejszając czas ustalania się przenikalności nawet do kilku minut [6] [7] [8].

Z podstawowych prac nad opóźnieniem magnetycznym w ogólności a nad dezakomodacją w szczególności wiadomo, że przyczyną tych zjawisk jest dyfuzja jonów zanieczyszczających siatkę krystaliczną badanego materiału ferromagnetycznego [9] [10]. Techniczne materiały ferromagnetyczne, jak badana stal krzemowa, zawierają — ze względu na swą technologię — zanieczyszczenia pogarszające ich własności magnetyczne i będące przyczyną zjawiska dezakomodacji.

Jedną z przyczyn pogarszania własności magnetycznych, jak np. zmniejszanie przenikalności, są naprężenia wewnętrzne wprowadzane przez atomy zanieczyszczeń.

W podobny sposób pogarszają własności magnetyczne naprężenia zewnętrzne, wprowadzane przez siły zewnątrz działające, jak również ich trwałe skutki w postaci odkształceń plastycznych pozostałych po usunięciu tych sił. Odkształcenia plastyczne występują często w technice zastosowań materiałów magnetycznych. Jedną z ich typowych postaci są odkształcenia na brzegach wykrojów z blach transformatorowych, z których składa się rdzenie, powstałe wskutek wycinania ich niezbyt ostrymi narzędziami.

Odkształcenia tego typu występowały we wspomnianych próbkach wykazujących silną dezakomodację (czas ustalania się przenikalności ok. 24 godzin). Ponieważ tego typu odkształcenia występują powszechnie w rdzeniach z blach transformatorowych — o ile nie przeprowadza się później obróbki cieplnej — więc istotną jest rzeczą wyjaśnienie, czy one wywierają — i w jakim stopniu — wpływ na dezakomodację.

2. METODA WPROWADZANIA
ODKSZTAŁCEŃ PLASTYCZNYCH

Jak już wspomniano, w technicznych zastosowaniach stali krzemowej w postaci wykrojów wyciętych z blachy — odkształcenia plastyczne występują na brzegach wykrojów. Materiał w środku wykroju nie jest odkształcony i dlatego przeprowadzone poprzednio badania nie ujmowały zagadnienia we właściwy sposób [5] [6] [7] [8].

Chcąc zbadać wpływ odkształceń plastycznych na dezakomodację, należało wprowadzić odkształcenia w całej masie badanego materiału. W niniejszej pracy odkształcenia takie wprowadzano dwoma sposobami. Pierwszy z nich polegał na wyciąganiu próbek (np. długości około 30 cm. i szerokości około 5 cm.) na maszynie wytrzymałościowej, a drugi na przewalcowaniu ich na walcarce. W obu przypadkach uzyskiwano wydłużenia próbek — jednak charakter odkształceń plastycznych nie jest jednakowy.

Należy podkreślić, że wprowadzanie odkształceń plastycznych metodą walcowania pozwala na wprowadzenie ich pod dowolnym kątem w stosunku do osi próbki, wzdłuż której przykłada się w czasie pomiarów strumień magnetyczny.

3. METODY POMIARU
DEZAKOMODACJI

Uzyskane w opisany sposób próbki — po uprzednim ich rozmagiesowaniu i wypoczęciu — wkładano do jarzma, w któ-

¹ Pomiarzy wykonane metodą mostkową

rym badaną próbkę obejmowały dwa uzwojenia, co pozwalało na zastosowanie metody mostkowej jak i transformatorowej do pomiaru przenikalności w zakresie słabych pól [1].

Pomiary prowadzono przy natężeniu pola $H=20$ mOe normalnie stosowanym do określania własności magnetycznych w zakresie słabych pól [2]. Tak wielka wartość natężenia pola — konieczna w danych warunkach ze względu na uzyskanie dostatecznie dużej dokładności pomiarów — zaciera jednak w pewnym stopniu badane zjawisko dezakomodacji.

Przed właściwym pomiarem przenikalności w funkcji czasu rozmagnesowano jarzmo wraz z próbką za pomocą silnego pola, malejącego do zera, (wytworzonego przez prąd o częstotliwości 50 Hz zmniejszany do zera) i następnie przełączano na układ pomiarowy. Jako czas ustalania się przenikalności t_u — przyjmowano czas, w którym po raz pierwszy otrzymywano ustaloną wartość przenikalności.

Pomiary wykonywano w temperaturze pokojowej (około 18°C).

Metoda transformatorowa pomiaru przenikalności jest bardzo wygodna w przypadkach, gdy czas pomiaru nie jest długi (mniejszy od ok. godziny). W tym okresie czasu udaje się bez większych trudności utrzymać stałe napięcie i stałą częstotliwość generatora, do której jest proporcjonalne napięcie mierzone na wtórnym uzwojeniu.

Metoda transformatorowa, jak każda metoda odchyłowa, nie odznacza się zbyt wielką dokładnością. Uchyby odczytu powodują, że metoda ta nie może zapewnić wykrycia bardzo małych zmian przenikalności (np. poniżej kilku procent), które przebiegają w dość długim okresie czasu, sięgającym do ok. 24 godzin. Takie zmiany przenikalności można natomiast wykryć za pomocą metody mostkowej, która jednak nie może zapewnić pomiarów bezpośrednio po rozmagnesowaniu, gdyż czas równoważenia mostka jest

dość długi (kilkadziesiąt sekund i dłużej, zwłaszcza na początku pomiaru).

Z powyższego wynika, że czas ustalania się przenikalności zależy od metody pomiarowej i że przy stosowaniu metody transformatorowej należy oczekiwać znacznie mniejszych wartości tego czasu, o ile w końcowej fazie zjawiska ustalania się przenikalności przyrosty są bardzo małe.

Należy również podkreślić, że inna wielkość nas interesująca, a mianowicie przyrost reluktancji

$$r_1 = l \left(\frac{1}{\mu} \right) = l \left(\frac{1}{\mu_{\infty}} - \frac{1}{\mu'} \right) \quad (1)$$

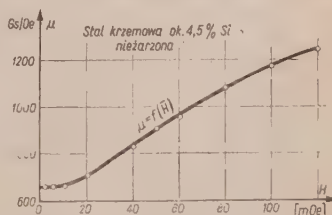
zależy w znacznej mierze do pierwszej mierzalnej wartości przenikalności μ

Ponieważ w metodzie transformatorowej uzyskuje się wcześniejsze punkty pomiarowe niż w metodzie mostkowej, celem więc otrzymania porównywalnych rezultatów należy znormalizować moment pomiaru μ' . W naszych pomiarach przyjęto wyznaczać μ' przy 30 sekundach.

4. MATERIAŁY MIERZONE

Pomiarom poddano głównie stale krzemowe w postaci blach gorąco walcowanych normalnej produkcji hutniczej o zawartości krzemu 4—4,5% o strątności od 1,05 do 1,3 W/kg i przenikalności $\mu_{20} \geq 700$ Gs/Oe (klasa A3 [2]).

Wpływ natężenia pola na przenikalność dla tego materiału podany jest na rys. 1, a przebieg przenikalności μ_{20} w funkcji

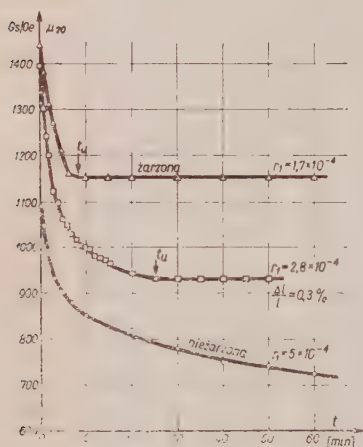


Rys. 1.

czasu po rozmagnesowaniu przedstawia krzywa a na rys. 2. Przenikalność mierzona była tutaj metodą mostkową.

Z wymienionych krzywych widać, że silnie występujące zjawisko dezakomodacji (Tablica 1 poz. 1) związane jest z dość dużym dolnym zakrzywieniem zależności $\mu = f(\bar{H})$ zgodnie z pracami Feldkellera [3].

Oprócz tego przeprowadzono badania na próbkach z tego materiału, podda-



Rys. 2.
a) krzywa dolna
b) krzywa górna

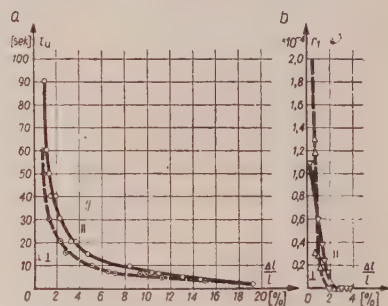
nych obróbce rafinacyjnej (żarzenie w atmosferze wodoru w temperaturze 1250°C przez 4 godziny) (rys. 2b). Czas ustalania się przenikalności takich próbek malał do ok. dziesięciu minut a przenikalność μ_{20} w stanie ustalonym na ogół wzrastała powyżej 1000 Gs/Oe (Tablica 1 poz. 2). Należy dodać, że w pewnych jednak przypadkach przenikalność znacznie malała z przyczyn dotychczas dokładniej nie wyjaśnionych [10].

Zawartość węgla w próbkach żarzonych była rzędu 0,02%, podczas gdy dla nieżarzonych wynosiła nieco więcej (od 0,026 do 0,030%).

Próbki (30×6×0,35 cm) z tych materiałów wykazywały czasy ustalania się przenikalności na ogół tym większe, niż większą wartość miał całkowity przyrost reluktancji r_1 , zgodnie z założeniem Snoeka [10].

5. BADANIE PRÓBEK WALCOWANYCH

W pierwszej części pracy zbadano wpływ naprężeń plastycznych wprowadzanych przez walcowanie próbek na ich czas ustalania się przenikalności t_u , oraz na całkowity przyrost reluktancji r_1 .



Rys. 3.

Pomiary wykonane na próbkach z blach o stratności od 1,05 do 1,30 W/kg wykazały (rys. 3) charakterystyczny i typowy spadek czasu ustalania się przenikalności t_u dla większych wartości względnych wydłużeń według empirycznej zależności

$$t_u = a \left(\frac{\Delta l}{l} \right)^{-b} \quad (2)$$

Współczynniki a i b dla badanych materiałów wynoszą przeciętnie

$$a \approx 50 \div 70 \text{ (sek)}$$

$$b \approx 1,0 \div 1,5$$

dla pomiarów wykonanych zarówno metodą transformatorową jak i odchyłową.

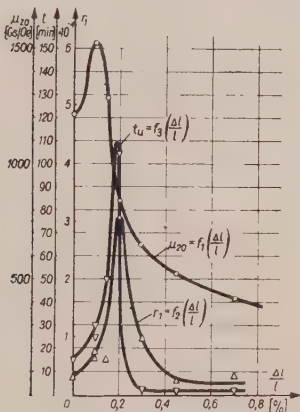
Dla mniejszych wartości wydłużeń względnych występuje maksimum czasu ustalania się przenikalności t_u w okolicy $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,1 \div 0,2$ (rys. 4). Mimo że pomiary metodą transformatorową wykazują mniejsze wartości czasu ustalania się przenikalności niż uzyskane przy pomiarze metodą mostkową, to jednak położenie maksimum jest jednakowe.

Podobne wyniki otrzymuje się dla próbek z wymienionych materiałów podda-

nych żarzeniu w wodorze w temperaturze 1200°C.

Na wymienionych rysunkach podano również przebiegi zależności: $t_u = f_3\left(\frac{\Delta l}{l}\right)$

i $r_1 = f_2\left(\frac{\Delta l}{l}\right)$, z których wynika, że całkowity przyrost reluktancji r_1 , zmienia się w podobny sposób jak czas ustalania się



Rys. 4.

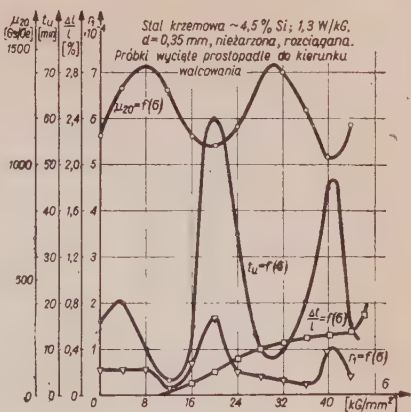
przenikalności t_u . Zbyt mała dokładność pomiarów nie pozwala jednak na stwierdzenie, czy zależność t_u od r_1 w pobliżu maksimów krzywych $t_u = f_3\left(\frac{\Delta l}{l}\right)$ i $r_1 = f_2\left(\frac{\Delta l}{l}\right)$

jest postaci pętli, czy też pojedynczą linią. Można jedynie stwierdzić, że wzrostowi czasu t_u towarzyszy pogarszanie się własności magnetycznych materiału.

6. BADANIE PRÓBEK WYCIĄGANÝCH

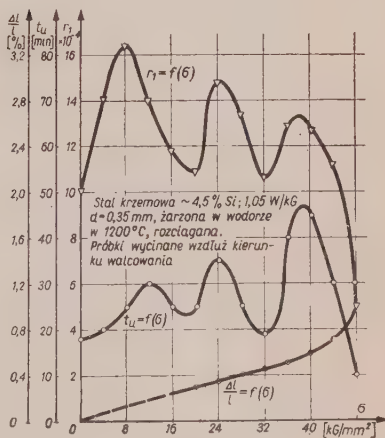
W drugiej części pracy zbadano wpływ naprężeń plastycznych wprowadzanych przez wyciąganie próbek na czas ustalania się przenikalności t_u oraz na całkowity przyrost reluktancji r_1 .

Pomiary przeprowadzono na tych samych materiałach jak poprzednio z tą tylko różnicą, że w tej części pracy badania wykonywano kolejno na tych samych próbkach naprężanych aż do zerwania.



Rys. 5

Na rys. 5 podano wyniki pomiarów czasu ustalania się przenikalności t_u współczynnika całkowitej zmiany reluktancji r_1 oraz wydłużenia względnego $\frac{\Delta l}{l}$ w funkcji naprężenia wytwarzającego to wydłużenie odpowiednio dla próbek wyciętych wzdłuż i w poprzek kierunku



Rys. 5

walcowania. Ponadto na rys. 6 przedstawiono także wyniki dla próbek dodatkowo żarzonych w temperaturze 1200°C w wodorze odznaczających się zmniejszoną przenikalnością.

Podane na tych rysunkach wyniki pomiarów charakteryzują się typową fałistą postacią zarówno dla czasu t_u i całkowitego przyrostu reluktancji r_1 . Należy podkreślić, że zarówno czas ustalania się przenikalności t_u , jak i całkowity przyrost reluktancji r_1 wykazują równoczesny wzrost i malenie podobne jak dla próbek walcowanych.

Ponadto można stwierdzić, że tuż przed zerwaniem próbki występuje opadanie badanych wielkości.

Należy podkreślić, że na rys. 5 i 6 podano wyniki pomiarów wykonanych metodą transformatorową. Porównawcze pomiary wykonane metodą mostkową wykazywały podobne zmiany periodyczne badanych wielkości, jednak różniły się wartościami bezwzględnymi.

7. Dyskusja wyników

Z przedstawionych pomiarów wynika, że odkształcenia plastyczne mają wyraźny wpływ na zjawisko dezakomodacji. Czas ustalania się przenikalności t_u zależy nie tylko od wartości odkształceń lecz również od ich rodzaju. Przy dużych wartościach wydłużeń uzyskiwanych przez walcowanie czas ustalania się przenikalności t_u wybitnie maleje, natomiast przy małych wartościach przechodzi przez maksimum.

Odształcenia plastyczne, otrzymywane przez wyciąganie próbek, wpływają w nieco inny sposób na dezakomodację. Czas ustalania się przenikalności t_u ulega okresowym zmianom osiągając wartości większe i często mniejsze od wartości początkowej (bez odkształceń).

Jak już wspomniano, całkowity przyrost reluktancji r_1 zmienia się w zasadzie w sposób podobny jak czas ustalania się przenikalności t_u .

Należy jednak podkreślić, że całkowity przyrost reluktancji zależy zarówno od wielkości zjawiska dezakomodacji, jak również od przenikalności w stanie ustalonym. Na tą ostatnią wielkość mają poważny wpływ naprężenia wprowadzone przez odkształcenia plastyczne. Przy małych wydłużeniach uzyskiwanych przez walcowanie występuje zjawisko powiększania przenikalności w stanie ustalonym (rys. 4), związane z dodatnią magnetostrykcją. Zjawisko to powtarza się periodycznie w próbkach wyciąganych (rys. 6).

W tablicach 1, 2 i 3 przedstawiono wyniki analizy zależności czasowych według Rathenaua [4]. Dane te wskazują, że stałe relaksacji wzrastają i maleją podobnie jak całkowity czas ustalania się przenikalności. W próbkach nie żarzonych na ogół przeważa amplituda drugiej relaksacji r_{12} . Ta wielkość prawie zanika po wyżarzeniu próbek i zjawia się powtórnie po wprowadzeniu odpowiednich odkształceń.

Na podstawie powyższego można stwierdzić, że w pewnych warunkach odkształcenia plastyczne osłabiają a w innych powiększają dezakomodację. Wynika to niewątpliwie ze skracania i przedłużania drogi dyfuzji zanieczyszczeń w siatce krystalicznej badanego materiału w zależności od stopnia i sposobu zniekształcenia tej siatki.

Stal krzemowa ok. 4,5% Si, o strątności 1,05 W kg
Pomiary metodą mostkową

Tablica 1

L. p.	Stan materiału	μ_{20} Gs Oe	$r_1 \cdot 10^4$	t_u min	τ_1 min	τ_2 min	$r_{11} \cdot 10^4$	$r_{12} \cdot 10^4$	U w a g i
1	Próbka nieżarzona	705	5	150	40	8	2,2	2,6	Próbka nr 3 mierzona w jarmie
2	Próbka żarzona w wodzie 1250°C	1150	1,7	8	4,3	—	1,6	—	
3	Jak poz. 2 wyciągnięta $\sigma = 27,2 \text{ kg/mm}^2$, $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,3\%$	930	2,8	25	14	1,7	1,4	1,2	
4	Jak poz. 2 wyciągnięta $\sigma = 37 \text{ kg/mm}^2$, $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,9\%$	190	17,6	140	56	3	11,4	5,7	Próbka nr 6 zwinęta w pierścień

Stal krzemowa ok. 4,5% Si, o stratności 1,05 W/kg
Pomiary metodą mostkową

Tablica 2

L. p.	Stan materiału	μ_{20} Gs/Oe	$r_1 \cdot 10^4$	t_u min	τ_1 min	τ_2 min	$r_{11} \cdot 10^4$	$r_{12} \cdot 10^4$	Uwagi
1	Próbka nieżarzona	795	1,9	140	114	13	0,3	0,8	Próbka nr 9 mierzona w jarzmie
2	Próbka żarzona w wodzie 1250°C	775	1,3	8	3,5	—	1,3	—	
3	Jak 2 walcowana $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,6\%$	390	0,38	5	2,5	—	0,34	—	

Stal krzemowa ok. 4,5% Si, o stratności 1,05 W/kg
Pomiary metodą transformatorową

Tablica 3

L. p.	Stan materiału	μ_{20} Gs/Oe	$r_1 \cdot 10^4$	t_u min	τ_1 min	σ_2 min	$r_{11} \cdot 10^4$	$r_{12} \cdot 10^4$	Uwagi
1	Próbka nieżarzona	1160	0,55	16	6	—	0,55	—	Próbka nr 122 mierzona w jarzmie, rys. 5
2	Jak poz. 1 wyciągnięte $\sigma = 12 \text{ kg/mm}^2$, $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,05\%$	1310	0,15	3	2,8	—	0,0	—	
3	Jak poz. 1 wyciągnięte $\sigma = 20 \text{ kg/mm}^2$, $\frac{\Delta l}{l} \approx 0,2\%$	1075	1,65	60	32,2	3	0,95	-0,32	

WYKAZ LITERATURY

1. Anolick E. S.: *The effect of aging on the time decay of permeability in 3% silicon iron*. Conference on magnetism and magnetic materials, Boston 1956, s. 438.
2. DIN E 4 1301: *Weicheisen für Uebertragerblache*, 1943.
3. Feldtkeller R., Sorger G.: *Magnetische Nachwirkung der Anfangspermeabilität und der Barkhausensprünge*. A.E.U., 1953, nr 2, s. 79.
4. Rathenau G. W.: *Time decrease of permeability in iron*. J. Appl. Phys. 1958, nr 3, s. 239.
5. Smoliński A. i Żbikowski M.: *Opóźnienia magnetyczne w stalach krzemowych*. Arch. Elektrot. 1955, nr 3, s. 493.
6. Smoliński A. i Żbikowski M.: *Opóźnienie magnetyczne w stalach krzemowych poddanych obróbce cieplnej*. Arch. Elektrot. 1957, nr 2, s. 300.
7. Smoliński A. i Żbikowski M.: *Opróżnienie magnetyczne w stalach krzemowych gorąco walcowanych*. Prace Instyt. Tele. i Rad. 1957, nr 3, s. 41.
8. Smoliński A. i Żbikowski M.: *The time-decrease of permeability in transformer steel*. Proc. I.E.E. Part III monograph, nr 313M, October 1958.
9. Snoek J. L.: *Time effects in magnetization*. Physica 1938, Vol. 5, nr 5, s. 663.
10. Snoek J. L.: *Magnetic aftereffect and chemical constitution*. Physica 1939, Vol. 6, nr 2, s. 161.
11. Smoliński A. i Zawadzki A.: *Uzyskiwanie rdzeni klasy C z blachy o zawartości około 4% krzemu*. Dokumentacja wewnętrzna PIT, 1955.

621.317.4:621.317.72

Z. KACZKOWSKI

POMIARY WŁASNOŚCI MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH
WOLTOMIERZEM FAZOCZUŁYM W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI
AKUSTYCZNYCH

Rękopis dostarczono 5. 1. 59

W komunikacie omówiono układy do pomiarów wielkości magnetycznych na małych próbkach przy zastosowaniu woltomierza fazoczułego w zakresie częstotliwości akustycznych oraz podano odpowiednie wzory przeliczeniowe. W końcowej części podano wyniki pomiarów dla rdzeni wykonanych ze stali krzemowych oraz dla rdzeni ferrytowych.

ИЗМЕРЕНИЯ СВОЙСТВ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ВОЛЬТМЕТРОМ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ В ОБЛАСТИ АКУСТИЧЕСКИХ ЧАСТОТ

В сообщении обсуждены схемы для измерения свойств малых образцов магнитных материалов вольтметром фазочувствительным в области акустических частот и даны соответственные расчетные формулы.

В заключении приведены результаты измерений для сердечников, изготовленных из кремнистой стали и для ферритовых сердечников.

MEASUREMENTS OF MAGNETIC PROPERTIES OF MATERIALS WITH THE AID OF PHASE-SENSITIVE VOLTMETER WITHIN RANGE OF ACCOUSTIC FREQUENCIES

The paper discusses the lay outs for measurements of the magnetic magnitudes carried out on the small samples with the aid of phase-sensitive voltmeter within range of acoustic frequencies. The corresponding calculation formulae are given.

In final part the measurement records for the cores made of silicon steels and ferrites are tabulated.

1. WSTĘP

Woltomierz fazoczuły [1] — stosunkowo nowe urządzenie stosowane w radiotechnice do pomiarów krzywej Nyquista — może być z powodzeniem wykorzystywany do wyznaczania własności magnetycznych małych próbek. Ze względu na to, że takie właśnie próbki są najczęściej stosowane w podzespołach telekomunikacyjnych na transformatory i dławiki i zwykle pracują w zakresie częstotliwości akustycznych, metody podane poniżej mogą być wystarczające dla określenia własności magnetycznych materiałów w tym zakresie częstotliwości. Woltomierzem fazoczułym można mierzyć dwie składowe napięcia: jedną, będącą w fazie z przyjętym napięciem odniesienia i drugą, przesuniętą względem niego o 90° . Z napięć tych można wyznaczyć interesujące wielkości elektryczne i magnetyczne. Woltomierz fazoczuły jest przystosowany do pomiaru napięć od 15 mV do 15 V w zakresie częstotliwości od 20 Hz do 20 kHz. Woltomierz ten jest woltomierzem selektywnym i tłumienie harmonicznym jest większe od 40 dB. Oporność wejściowa jest większa od 50 MΩ, przy czym pojemność wejściowa ma wartość 10 pF. Dokładność pomiarów dla wszystkich zakresów pomiarowych wynosi $\pm 2\%$ przy pełnym wychyleniu skali.

2. UKŁADY POMIAROWE

Wielkości elektryczne i magnetyczne dławików mogą być mierzone w zasadzie w dwóch układach pomiarowych. Opis działania woltomierza fazoczułego sposób postępowania przy pomiarach, wyprowadzenie wzorów, analiza wyników i warunki techniczne dla badanych próbek będą tematem obszerniejszego artykułu.

2.1. Układ, w którym przyjętą jako napięcie odniesienia napięcie wyjściowe z generatora

Na rys. 1a przedstawiono schemat układu pomiarowego, w którym jako napięcie odniesienia przyjęto napięcie U_1 dostarczane z generatora GA na dławik D i porownik dodatkowy (R_d). Woltomierzem fazoczułym WF mierzy się napięcie odniesienia U_1 oraz spadek napięcia na oporniku R_d w postaci dwóch składowych wzajemnie prostopadłych, z których U_2 jest w fazie z U_1 , a U_3 opóźniona względem niego o 90° .

Rys. 1b przedstawia wykres wskazujący dławika dla szeregowego układu zastępczego [2], adaptowany do omawianego układu pomiarowego. W układzie zastępczym wydzielono oporność uzwojenia cewki magnesującej (r), gdyż oporność w zakresie małych natężeń pól cz...

jest duża w stosunku do oporności strat R_s . Prąd płynący przez układ $\hat{I}$ będący w fazie z napięciem na oporności dodatkowej $\hat{U}_d$; wywołuje on spadki napięcia: $\hat{U}_r$ — na oporności uzwojenia r i $\hat{U}_s$ — na oporności strat dławika R_s , będące z nim w fazie oraz $\hat{U}_L$ — na indukcyjności szeregowej L_s przesunięty o 90° w przód względem $\hat{I}$. W układzie zastępczym szeregowym przyjmuje się, że cały

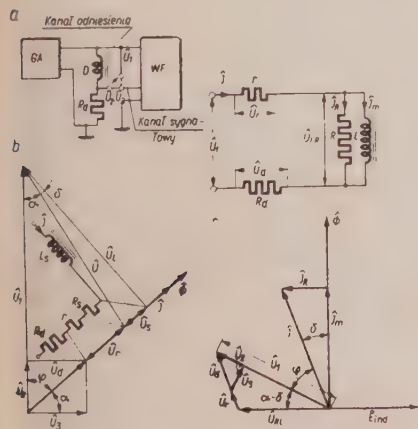
U_{LR} , przedstawiające spadek napięcia na dławiku (wydzielono tu oporność uzwojenia cewki $\hat{U}_r$) jest różnicą wektorową przyłożonego napięcia $\hat{U}_i$ i napięć $\hat{U}_d$ i $\hat{U}_r$.

Indukowana SEM w uzwojeniu $\hat{E}_{ind}$ jest opóźniona względem $\hat{U}_{LR}$ o 180° i równa modułowi $\hat{U}_{LR}$. Prąd wzbudzący $\hat{I}$ jest sumą prądu magnesującego $\hat{I}_m$ oraz prądu strat $\hat{I}_R$ i wyprzedza strumień $\hat{\Phi}$ (będący w fazie z $\hat{I}_m$) o kąt δ .

W tabeli 1 podano odpowiednie wzory przeliczeniowe.

Należy zaznaczyć, że wartość oporności dodatkowej R_d i oporności uzwojenia r zmierzono uprzednio na precyzyjnym mostku do pomiaru małych oporności typu Thompsona.

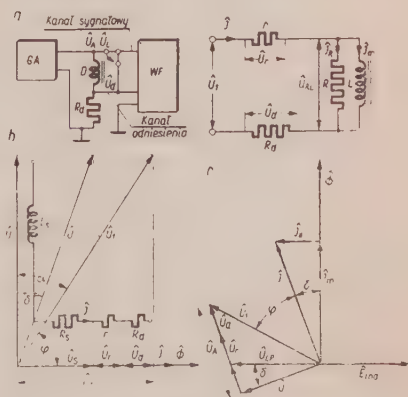
Do wszystkich wzorów podanych w tabeli I wartości napięć U , E_s należy podstawiać w woltach, natężenia prądu I w amperach, oporności R w omach, in-



Rys. 1.

prąd wzbudzący jest prądem magnesującym, a więc, że strumień magnetyczny $\hat{\Phi}$ jest w fazie z prądem wzbudzącym, a SEM indukowana w uzwojeniu opóźnia się o 90° względem tego prądu. W rzeczywistości, jak stwierdzono doświadczalnie, na skutek strat w rdzeniu, SEM opóźnia się więcej niż o 90° względem prądu $\hat{I}$ a więc strumień $\hat{\Phi}$ opóźnia się względem prądu wzbudzającego o kąt δ . Niektórzy autorzy sztucznie dodają do szeregowego układu zastępczego wykres wskazowy, przedstawiający prąd wzbudzący jako sumę prądu magnesującego i prądu strat, co jest sprzeczne z przyjętym schematem zastępczym.

Dlatego bardziej poprawny jest układ zastępczy równoległy (rys. 1c) [2], umieszczający zamiast napięć prądy. Napięcie



Rys. 2.

dukcyjności L w henrach i częstotliwości f w hercach, indukcji $\bar{B}$ w gausach, natężenia pola $\bar{H}$ w erstedach, długości l w cm, przekroju g w cm^2 , mocy rzeczywistej P_e w watach, mocy urojonej P_b w watach i stratności p w watach na kilogram.

2.2. Układ, w którym przyjęto jako napięcie odniesienia

Wzory przeliczeniowe

Tablica 1

Wielkość	Związki określające	
	w układzie 1 i 3	w układzie 2 i 4
I [A]	$\frac{U_2}{\cos \alpha R_d}$	$\frac{U_d}{R_d}$
$\operatorname{tg} \alpha$	$\frac{U_2}{U_1}$	$\frac{U_A}{U_L}$
L, H	$\frac{R_d}{4\pi f} \cdot \frac{U_1}{U_2} \sin 2\alpha$	$\frac{R_d}{2\pi f} \cdot \frac{U_L}{U_d}$
$R, [Q]$	$R_d \frac{U_1 \sin^2 \alpha}{U_2} - (R_d - r)$	$\left(\frac{U_A}{U_d} - 1 \right) R_d - r$
$\operatorname{tg} \delta$	$\operatorname{tg} \alpha - \frac{U_2}{U_1} \frac{1 - \frac{r}{R_d}}{\cos^2 \alpha}$	$\frac{U_A - U_d \left(1 + \frac{r}{R_d} \right)}{U_L}$
L [H]	$\frac{R_d}{2\pi f} \frac{U_1 \cos^2 \alpha}{U_2 \cos^2 \delta}$	$\frac{R_d}{2\pi f} \frac{U_L}{U_d \cos^2 \delta}$
R [Q]	$R_d \frac{U_1 \sin^2 \alpha}{U_2 \sin^2 \delta}$	$\left[\left(\frac{U_A}{U_d} - 1 \right) R_d - r \right] \frac{1}{\sin^2 \delta}$
$\mu, (\mu_r)$ [Gs Oe]	$\frac{l \cdot 10^5}{0,4 \pi Z^2 Q} L, (L_s)$	
H_m [Oe]	$\frac{0,4 \pi \sqrt{2} Z_1 I \cos \delta}{l}$	
B [Gs]	μH lub $\frac{E_s \cdot 10^6}{4\pi Z_2 f Q} \varphi_m \sim 1,11072$	
P_e [W]	$\frac{U_2}{R_d} \left[U_1 - \frac{U_2}{\sin^2 \alpha} \left(1 - \frac{r}{R_d} \right) \right]$	$\frac{U_d}{R_d} \left[U_A - U_d \left(1 + \frac{r}{R_d} \right) \right]$
P_b [Var]	$\frac{U_1 U_2}{R_d}$	$\frac{U_d U_L}{R_d}$
p [W KG]	$\frac{P_e}{Q}$	

spadek napięcia na oporności dodatkowej połączonej szeregowo z badanym dławikiem

W układzie przedstawionym na rys. 2a jako napięcie odniesienia przyjęto spadek napięcia U_d na oporności dodatkowej R_d . Napięcie wyjściowe z generatora będzie odczytane na woltomierzu fazoczułym w postaci dwóch składowych:

rzeczywistej U_A , będącej w fazie z U_d i indukcyjnej U_L , wyprzedzającej napięcie U_d o 90° .

Na rys. 2b podano odpowiedni wykres wskazowy dla szeregowego układu zastępczego. Składowa napięcia strą w rdzeniu jest różnicą między napięciem $\hat{U}_A$ i sumą napięć $\hat{U}_d$ i $\hat{U}_L$. Składową indukcyjną $\hat{U}_L$ odczytuje się wprost na przyrządzie mierzącym składową prze-

suniętą o 90° względem napięcia odniesienia.

W układzie zastępczym równoległym (rys. 2c) napięcie $\hat{U}_{LR}$ jest sumą wektorową dwóch składowych prostopadłych: $\hat{U}_S$ i $\hat{U}_L$.

Wzory przeliczeniowe podano w tabelicy 1 (patrz układ nr 2).

2.3. Wersje poprzednich układów pozwalające na pomiary dla z góry określonych wartości indukcji (B)

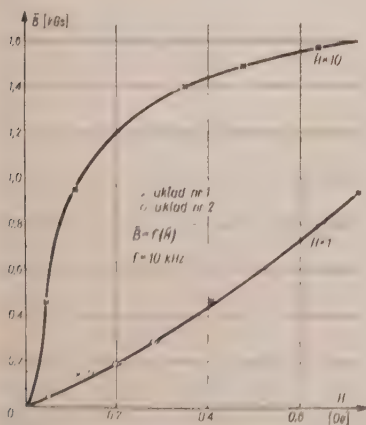
Pomiary w dwóch omówionych poprzednio układach nie zawsze są wygodne, gdyż dopiero po ich zakończeniu wyznacza się wartości natężenia pola dla indukcji, przy których zmierzono indukcyjność, oporność strat, przenikalność lub stratność. Dużo prościej można wykonać pomiary tych wielkości w funkcji $\bar{B}$, przez zastosowanie dodatkowego uzwojenia (w transformatorach można wykorzystać uzwojenie wtórne). SEM wzbudzona w nieobciążonym uzwojeniu wtór-

można dla interesujących wartości indukcji B nastawiać, regulując wzmacnieniem generatora, odpowiadające im wartości napięcia.

Badaną próbkę mającą uzwojenie wtórne, można mierzyć w omówionych poprzednio układach (rys. 1 i rys. 2).

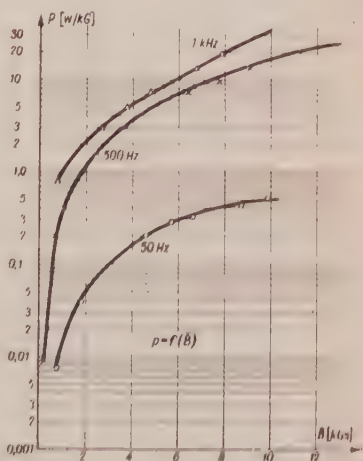
3. PORÓWNANIE METOD I WNIOSKI

Na rys. 3 i 4 podano przykładowo wyniki pomiarów krzywej komutacyjnej dla próbek ferrytowych i stratności próbek



Rys. 3.

nym E_2 opóźnia się względem strumienia o 90° i jest wprost proporcjonalna do jego wartości. Złączając na wtórne uzwojenie woltomierz selektywny WS o bardzo dużej oporności wejściowej,



Rys. 4.

ze stali krzemowej, wykonane omówionymi metodami.

Układ pierwszy i trzeci, ze względu na warunki pracy woltomierza fazoczułego, są odpowiedniejsze w zakresie pomiarów przy małych natężeniach pola, natomiast z tych samych powodów układ drugi czwarty jest korzystniejszy przy zakresie nasycenia. Przy pomiarach w funkcji indukcji wygodniejsze są układy trzeci i czwarty ze względu na prostsze postępowanie przy pomiarze i krótsze obliczenia. Dokładność pomiarów przenikalności wynosi 3-5%. Dokładność wyznaczania stratności zależy od dokładności wyznaczenia oporności dodatkowej i oporności uzwojenia i stosunku oporności strat w rdzeniu do tych oporności. Dla ma-

teriałów o stosunkowo dużej oporności strat R_s przy wykonanych starannie pomiarach dokładność nie jest gorsza od 8%, a przy pomiarach technicznych wynosi od 10%÷15%. Dla ferrytów i innych materiałów specjalnych, mających bardzo małe straty, pomiar stratności tą metodą przy użyciu małych próbek nie jest zalecany, gdyż mogą powstać błędy sięgające 100%.

Za pomocą woltomierza fazoczułego można wykonywać pomiary magnetycznych własności dynamicznych przy pola-

ryzacji prądem stałym. W tym celu należy przez dodatkowe uzwojenie doprowadzić prąd stały.

WYKAZ LITERATURY

1. Phase sensitive voltmeter, Model VP250 Solartron Electronic Group Limited, Surrey.
2. Lamson H. W.: Alternating current measurements of magnetic properties. PIRE. Valve and Electronic Section, February 1948.
3. Telmag for C type Cores Publication No TC36.

621.315:534.242

R. WADAS

NIEKTÓRE WŁAŚCIWOŚCI FERROCHROMITU MAGNEZOWEGO $MgCr_{0.6}Fe_{1.4}O_4$ UŻYTEGO W IZOLATORZE REZONANSOWYM W PASMIE S

Rękopis dostarczono 16. 1. 59

Omówiono zasady jakimi kierowano się przy opracowywaniu materiału, który miał być zastosowany w izolatorze rezonansowym. Badania własności izolacyjnych przeprowadzono w pasmie $\lambda = 10$ cm. Podano zasadnicze parametry technologiczne i skład chemiczny badanego ferrochromitu.

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА МАГНИЕВОГО ФЕРРО-ХРОМИТА $MgCr_{0.6}Fe_{1.4}O_4$ ИСПОЛЬЗОВАННОГО В РЕЗОНАНСНОМ ИЗОЛЯТОРЕ В ДИАПАЗОНЕ S

Обсуждены принципы принятые во внимание при разработке материала, предвиденного для применения в резонансном изоляторе. Испытание изоляционных свойств произведено в диапазоне $\lambda = 10$ см. Приведены основные технологические параметры и химический состав испытанного ферро-хромита.

SOME PROPERTIES OF MAGNESIUM FERRO-CHROMITE $MgCr_{0.6}Fe_{1.4}O_4$ USED IN RESONANCE INSULATOR IN THE BAND S

Principles which governed by the elaboration of the material applied for the resonance insulator are discussed. The investigations of insulation properties have been carried out in band $\lambda = 10$ cm.

The basic technological parameters and the chemical constitution of examined ferro-chromite are given.

1. WSTĘP

Celem tej pracy było opracowanie ferrytu użytego w izolatorze mikrofalowym na długość fali $\lambda = 10$ cm. Ze względu na dążenie do otrzymania w tym przypadku jak największego stosunku tłumienia fali w kierunku zaporowym do tłumienia fali w kierunku przepustowym, jest prawdopodobne, że opracowany ferryt może nie spełniać warunków niezbędnych w innych zastosowaniach. W celu określenia

zasad, jakimi kierowano się przy opracowywaniu ferrytów użytych w izolatorach mikrofalowych, niezbędne jest określenie następujących dwóch parametrów:

1. częstotliwości rezonansowej,
2. stosunku tłumień fali w kierunku zaporowym i przepustowym. Wymienione parametry są ze sobą ściśle związane i współzależne. Zostaną one omówione w dalszej części tej pracy a następnie

będzie dokonana próba ich powiązania z niektórymi zagadnieniami technologicznymi.

2. CZĘSTOTLIWOŚĆ REZONANSOWA

Aby wyciągnąć wnioski dotyczące wielkości częstotliwości rezonansowej rozpatrzymy ferryt przy następujących założeniach:

1. temperatura pracy opracowywanego materiału jest mniejsza od temperatury Curie,

2. stałe pole zewnętrzne H_0 przyłożone jest w kierunku wybranej osi z ,

3. strukturę ferrytu będziemy uważali za sumę dwu różniących się podsiatek zgodnie z teorią Neela, współczynniki pola molekularnego wewnątrz podsiatek będą określone przez λ_{11} i λ_{22} odpowiednio dla podsiatki 1 i 2 natomiast współczynnik pola molekularnego między podsiatkami oznaczmy przez $\lambda_{12} = \lambda_{21} = \lambda$.

4. współczynnik odmagiesowania określony będzie przez N_x, N_y, N_z ,

5. energia anizotropii magnetycznej będzie proporcjonalna do N_{1x}, N_{1y}, N_{1z} i N_{2x}, N_{2y}, N_{2z} .

6. równaniem opisującym ruch momentów magnetycznych w polu magnetycznym będzie

$$\frac{d\vec{M}_i}{dt} = \gamma_i \vec{M}_i \times \vec{H}_i, \quad (1)$$

gdzie I i II podsiatka $\vec{M}_1$ i $\vec{M}_2$ skierowane są antyrównolegle, natomiast pole w podsiatce 1 zapisze się w postaci

$$\begin{aligned} \vec{H}_1 = & H\vec{k} + \lambda_{11}\vec{M}_1 + \lambda\vec{M}_2 - N_x(M_{1x} + M_{2x})\vec{i} - \\ & - N_y(M_{1y} + M_{2y})\vec{j} - N_z(M_{1z} + M_{2z})\vec{k} - \\ & - N_{1x}M_{1x}\vec{i} - N_{1y}M_{1y}\vec{j} - N_{1z}M_{1z}\vec{k}. \end{aligned} \quad (2)$$

Podobnie zapisuje się pole w podsiatce 2. Ten sposób podejścia do zjawiska rezonansu ferromagnetycznego podał pierwszy Wangssness [20]. Częstotliwość rezonansowa dla uproszczonego przypadku kuli będzie

$$\omega_0 = \gamma_{eff} \left(H + \frac{M_1 - M_2}{M_1 + M_2} H_a \right), \quad (3)$$

gdzie

$$\gamma_{eff} = (M_1 + M_2) \left(\frac{M_1 - M_2}{M_1 + M_2} H_a \right) \quad (4)$$

H_a — efektywne pole anizotropii.

Użyte w naszych opracowaniach ferryty miały jednak kształt płytek. Dokładne przewidzenie dla nich współczynników odmagiesowania jest niemożliwe. Kłopot sprawia więc określenie pola danego równaniem (2). Rozważania jednak przeprowadzone przez Hogana [8] i doświadczenia Foa [5] nasuwają wniosek, że drugi człon równania (3) może zmienić się o stałą, dodatnią wartość liczbowa i równanie (3) zapisze się wówczas jako

$$\omega_0 = \gamma_{eff} \left\{ H + C \frac{M_1 - M_2}{M_1 + M_2} H_a \right\} \quad (5)$$

Przeprowadzenie takiej operacji równania (3) jest bardzo grubym przybliżeniem i nie przedstawia żadnej wartości z punktu widzenia obliczeń częstotliwości rezonansowej. Uniemożliwia to niepokonana trudność określenia współczynników odmagiesowania używanych w naszym przypadku kształtów próbek ferrytowych. Celem jednakże tych rozważań jest ustalenie ogólnych zasad, jakimi kierowano się przy opracowywaniu materiału, co właśnie umożliwia równanie (5). Równanie to z punktu widzenia technologicznego jest bardzo cenne ze względu na informacje, jakie daje o zależności częstotliwości od rozkładu jonów w poszczególnych podsiatkach i wielkości anizotropii. Jak z niego widać, częstotliwość rezonansowa wzrasta przy wzroście wypadkowej magnetyzacji w obu podsiatkach i jednoczesnym zmniejszeniu bezwzględnej wartości magnetyzacji w każdej z podsiatek. Jeśli przyjąć za odniesienie najdokładniej opisane ferryty pracujące na długości fali $\lambda = 3$ cm, to w przypadku $\lambda = 10$ cm wypadkowa magnetyzacja musi być zmniejszona. Znanym handlowym ferrytem jest materiał typu R-1. Jego indukcja nasycenia $B_s = 1600$ Gs. Lepsze więc własności po-

winną się otrzymać na długości fali $\lambda=10$ cm. stosując indukcję nasycenia $B_s < 1600$ Gs. W jakim stopniu indukcja ta powinna być zmniejszona pozostaje kwestią doświadczenia. Van Uiter [12], na częstotliwości $f=4000$ MHz otrzymał zadowalające wyniki stosując ferryt $MgAl_2Mn_7Fe_{1-(x-y)}O_4$. Analizując ten wzór w świetle wyżej przeprowadzonych rozważań należy stwierdzić, że wprowadzenie jonów Mg^{2+} i podstawienie kationów Al^{3+} bardzo skutecznie zmniejszy magnetyzację ferrytu. Efekt zmniejszenia wypadkowej magnetyzacji ferrytu można również otrzymać nie tylko przez zastępowanie kationów Fe^{2+} przez kationy pierwiastków niemagnetycznych, lecz również przez kationy o mniejszym momencie magnetycznym. W naszym przypadku zastosowano jony Cr^{3+} , których moment magnetyczny wynosi $n_B=3$ (w magnetonach Bohra) wobec piciu posiadanych przez kationy Fe^{2+} . Wybór chromu dokonany został ze względu na jego zdecydowaną skłonność do zajmowania położenia oktaedrycznych [18] w odróżnieniu od kationów Al^{3+} zajmujących jednocześnie położenia oktaedryczne i tetraedryczne, przy czym rozkład ten może ulegać zmianie przy stosowaniu różnej obróbki termicznej i różnej zawartości Al^{3+} [18]. Przy dysponowaniu sprzętem technologicznym o małej dokładności: sprawić to może poważne kłopoty.

Innym parametrem określającym wielkość częstotliwości rezonansowej jest efektywne natężenie pola anizotropii magnetycznej. Z równania (5) widać, że zmniejszenie energii anizotropii spowoduje zmniejszenie się częstotliwości rezonansowej. Opanowanie dokładne pomiarów anizotropii magnetycznej i określenie jej dla różnych typów ferrytów stwarza możliwości opracowania materiału, który mógłby być stosowany w zakresie mniejszych częstotliwości, przy czym magnetyzacja nasycenia mogłaby nie ulec zmianie. Jednakże w naszych warunkach dokonanie tego było niemożliwe.

3. STOSUNEK TŁUMIEN FALI W KIERUNKU ZAPOROWYM I PRZEPUSTOWYM

Zastanawiając się nad tym, jak zmniejszenie ferromagnetyczny zachodzi tylko dla jednej wartości częstotliwości. Tymczasem doświadczenie wykazuje, że krzywa rezonansowa $[x''=f(H)]$ ma pewną określoną szerokość, która zmienia się w zależności od materiału. Wynika to z faktu, że warunki rezonansu dla poszczególnych zbiorów atomów (podsiatek) nie są jednakowe. Dla różnych grup atomów rezonans ferromagnetyczny ma miejsce przy różnych częstotliwościach. Zjawisko to może występować tak silnie, że krzywa rezonansowa będzie bardzo płaska i możliwie duża wartość poszukiwanego stosunku tłumień nie będzie osiągalna. Celem więc technologicznym powinno być otrzymanie jak najmniejszych wartości szerokości krzywej rezonansowej $\Delta\omega$ lub $\Delta H[\Delta\omega=(\omega_2-\omega_1)H_{\text{reson}}^{-1} = \text{różnica częstotliwości dla których } x'' = \frac{1}{2} x''_{\text{opt}}]$. Analizując definicję ΔH przyjmując stałą wartość częstotliwości. Przyczynami powodującymi zwiększenie się szerokości krzywej rezonansowej są zjawiska relaksacyjne. Są one na ogół krótko trwałe i wywołują odchylenia przestrzenne wektorów namagnesowania powodując tym samym zmianę warunków rezonansu ferromagnetycznego. Istotę zjawisk w przybliżeniu określić można tym, że energia wymienna modułowa

przez oddziaływanie dipolowe i nowo-orbitalne. Jak pierwszy wykazał to Van Vleck [12], [22], oddziaływanie dipolowe zawiera współczynnik oddziaływania, kwadrupolowe przedstawia anizotropię magnetyczną. Obecnie zainteresowanie to budzi żywe zainteresowanie i jest tematem licznych prac [10], [11], [16], [2], [15], [17], [9]. Bardzo interesującą pracą z punktu widzenia właściwości materiału jest praca E. J. R. van Maruma [16]. Oprócz wymienionego wpływu na częstotliwość rezonansu magnetyzacji nasycenia M_s i współcz-

Wpływ anizotropii magnetycznej K_1 , wprowadza on jeszcze wpływ wtrąceń rozumiemy jako czynniki zmieniające kierunek lub wielkość magnetyzacji. Mogą to być więc zarówno pierwiastki będące zanieczyszczeniami w użytych surowcach jak i pory. Zależność szerokości krzywej rezonansowej od wymienionych elementów określa on równaniem

$$\Delta H_{\text{aniz+pory}} = \left| \frac{K_1}{M_s} \right| + 1,5 (4\pi M_s) \frac{v}{V}, \quad (6)$$

gdzie v — objętość, porównaj V — objętość próbki kulistej. Z równania (6) widać, że wzrost wszelkiego typu wtrąceń w materiale poszerza krzywą rezonansową. Wnioskiem, jaki należy stąd wysnuć, jest aby materiał był jak najbardziej jednorodny i jak najmniej porowaty. Cytowane rozważania sprowadzają się do tego, że wąską krzywą rezonansową otrzyma się wówczas, gdy dla każdego jonu magnetycznego istnieją takie same warunki rezonansowe. Statystycznie rzecz biorąc, większa ilość jonów będzie absorbować wówczas energię pola zmiennego przy częstotliwości rezonansowej. Jest to jednak przypadek wyidealizowany, do którego można jedynie się zbliżyć. Cytowane wyżej prace nie uwzględniają jednak wpływu ruchu elektronów w kryształach na własności magnetyczne. Galt [6], Clogston [3] przyjmują, że poszerzenie się krzywej rezonansowej może powodować mechanizm ruchu elektronów warstwy 3d pomiędzy kationami Fe^{2+} i Fe^{3+} znajdującymi się w położeniu oktaedrycznym. Każdemu kierunkowi magnetyzacji M odpowiada pewien stan równowagi w rozmieszczeniu elektronów w kationach Fe^{2+} i Fe^{3+} . Z chwilą zaburzenia tej równowagi, tzn. gdy elektrony zaczynają przemieszczać się od kationu do kationu, zmieniać będą kierunek magnetyzacji. Wywołą to dodatkowy wzrost ΔH . Następnym więc wnioskiem technologicznym będzie znalezienie takiego sposobu prowadzenia reakcji chemicznych, przy którym unikamy tworzenia się kationów

tego samego pierwiastka o różnej wartościowości. Związek wielkości ΔH ze stosunkiem tłumień w kierunku zaporowym i przepustowym R podaje w przypadku wyidealizowanym nieskończonego ferrytu Hogan [9] jako

$$R = \left[128 \left(\frac{\omega}{\gamma \Delta H} \right)^2 \right]^{1/4}.$$

Zasadniczy więc cel przy opracowaniu materiału sprowadza się do otrzymania jak najmniejszej wartości ΔH . Przekonanie więc, że przez użycie do wytworzenia ferrytu kationów tylko trójwartościowych o nieskompensowanym spinie w warstwie 3d oraz silna skłonność do zajmowania położeń oktaedrycznych zdecydowało o wyborze zastosowania do tej pracy chromu.

Badania własności ferrytów, gdzie jony Fe^{3+} , zastępowano jonami Cr^{3+} były prowadzone przez van Wieringena [21], Gortera [7] i z punktu widzenia otrzymania małego tłumienia na stopień rotacji przez Liunga [14]. Zagadnienia takie np., jak sposób umieszczenia materiału w falowodzie, otrzymanie odpowiednich własności izolacyjnych w dość szerokim pasmie częstotliwości, wymiary płytek itp. w pracy tej nie będą omawiane.

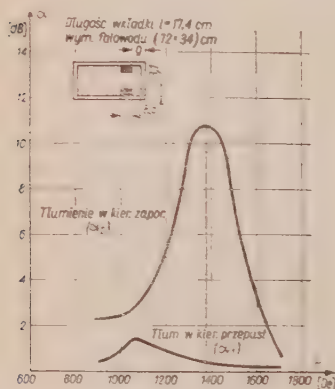
4. UWAGI TECHNOLOGICZNE

Wobec wyżej wysnutych wniosków, przed pracą technologiczną stało zadanie eksperymentalnego określenia wielkości magnetyzacji, otrzymania materiału o stosunkowo dużej gęstości i przeprowadzenia reakcji syntezy w taki sposób, aby kationy magnetyczne posiadały jednakową wartościowość. Poza składem chemicznym badanymi parametrami było splekanie tlenków wstępne i końcowe. Stosowana temperatura splekania wstępnego zawarta była w granicach 900 : 1100°C, natomiast splekania końcowego w granicach 1280°C : 1350°C. Dokładność stałości temperatury wynosiła $\pm 15^\circ\text{C}$. Jako surowców użyto Cr_2O_3 o czystości 99%, Fe_2O_3 o czystości 97,5%, MgO o czystości 84%. Jak z przedstawionych wy-

żej warunków widać temperatura wypalania i czystość surowców nie są parametrami krytycznymi. Również skład chemiczny może zmieniać się w pewnych ($\pm 2\%$) granicach nie zmieniając niemal własności mikrofalowych ferrytu. Ma to ogromne znaczenie techniczne. Praca niniejsza jest tylko fragmentem szerzej zakrojonej pracy. Z niżej przedstawionych wyników jak i niekompletnych jeszcze posiadanych przez nas danych przypuszcza się, że ferryty tego typu powinny znaleźć zastosowanie na mniejszych częstotliwościach a podane tutaj własności powinny znacznie się polepszyć.

5. WYNIKI POMIAROWE

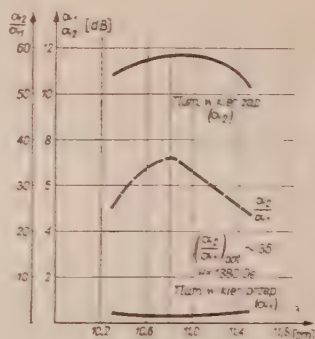
Pomiary mikrofalowe zostały wykonane przez inż. J. Dobosza w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacyjnym. Zależność tłumienia w kierunku przepustowym i zaporowym w funkcji natężenia pola magnetycznego dla ferrochromitu $\text{MgCr}_{0,6}\text{Fe}_{1,4}\text{O}_4$ podana jest na



Rys. 1.

rys. 1 Przy natężeniu pola magnetycznego $H=1380$ Oe, odpowiadającemu optimum tłumienia w kierunku zaporowym, zmierzono własności izolatora w funkcji długości fali λ . Własności te przedstawiono na rys. 2.

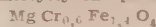
Optymalny stosunek tłumień, jaki uzyskano w badanym izolatorze, wynosił $R \approx 36$.



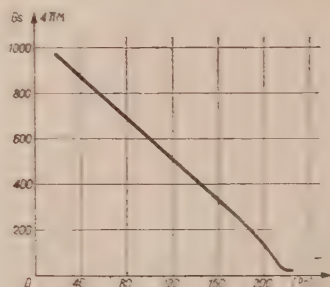
Rys. 2.

Niektóre dane charakterystyczne dla ferrochromitu $\text{MgCr}_{0,6}\text{Fe}_{1,4}\text{O}_4$ przedstawiono w tablicy 1.

Tablica 1
Niektóre charakterystyczne parametry chromitu



$4\pi M$	$4\pi M_r$	μ_0	T_c
Gs	Gs	Gs Oe	$^{\circ}\text{C}$
970	570	15	~ 200



Rys. 3.

Wartość magnetyzacji $4\pi M$ mierzona była przy natężeniu pola magnetycznego odpowiadającemu warunkom pracy $H=1380$ Oe i $T=24^{\circ}\text{C}$.

Ze względu na zasadniczy wpływ magnetyzacji na częstotliwość rezonansową

i szerokość krzywej rezonansowej, a więc i stosunku R została pomierzona z dokładnością do $0,5^\circ\text{C}$ zależność magnetyzacji $4\pi M$ od temperatury. Wyniki pomiarowe przedstawione są na rys. 3.

Aczkolwiek temperatura Curie nie jest zbyt wysoka nie jest to groźne w konkretnych zastosowaniach.

6. WNIOSKI

1. Materiały stosowane na długość fali $\lambda=10$ cm muszą mieć zmniejszoną magnetyzację w stosunku do najlepiej opracowanych na długość fali $\lambda=3$ cm, jeśli wielkość anizotropii nie ulega, lub ulega niewielkiej zmianie. Dotyczy to omawianych kształtów płytek ferrytowych.
2. Prace technologiczne powinny być prowadzone pod takim kątem widzenia, aby kationy tego samego pierwiastka posiadały taką samą wartość.
3. Reakcja syntezy zachodząca podczas wstępnego i końcowego spiekania powinna być tak przeprowadzona, aby otrzymać stosunkowo dużą gęstość materiału. Warunek ten jest spełniany dla różnych rodzajów surowców istniejących na rynku krajowym, jeśli temperatura wstępnego spiekania zawarta jest między 900°C i 1100°C , a temperatura spiekania końcowego między 1280°C i 1350°C . Dotyczy to ferrochromitów.
4. Niewielka zmiana stosunku ilości kationów Cr^{3+} do Fe^{3+} ($\sim \pm 2\%$) nie powoduje zauważalnych zmian własności materiału. Wynika to z faktu, że zmiana stosunku ilości kationów Cr^{3+} do Fe^{3+} wywołuje niewielkie zmiany magnetyzacji materiału w porównaniu ze zmianami własności, jakie spowoduje analogiczna zmiana stosunku kationów pierwiastków niemagnetycznych do kationów Fe^{3+} . Z punktu widzenia technicznego przy produkcji seryjnej ma to ogromne znaczenie. Nie zamierzona bowiem zmiana stosunku wymienianych kationów, jaka

może wynikać przy produkcji, czy to ze względu na niepełną reakcję syntezy spowodowaną mało precyzyjnym sprzętem technologicznym, czy też w wyniku niejednorodnego rozdrobienia i wymieszania użytych tlenków, nie wywołuje widocznych zmian własności.

5. Dążeniem prac technologicznych powinno być otrzymanie ferrytów dla których stosunek natężenia pola magnetycznego H_i potrzebnego do namagnesowania materiału do natężenia pola magnetycznego H_0 przy którym występuje rezonans był jak najmniejszy [8].
6. Cel pracy osiągnięto stosując ferryt o wzorze $\text{MgCr}_{0,6}\text{Fe}_{1,4}\text{O}_4$.

Wyrażam podziękowanie wszystkim, którzy pomogli mi w tej pracy a przede wszystkim Prof. drowi A. Smolińskiemu za umożliwienie jej wykonania oraz mgrowi inż. S. Lewandowskiemu za konstruktywną krytykę.

WYKAZ LITERATURY

1. Clogston A. M., Suhl H., Walker L. R., Anderson P. W.: J. Phys. Chem. Solids v. 1, 1956, s. 129.
2. Clogston A. M.: J. Appl. Phys. v. 29, 1958, s. 334.
3. Clogston A. M.: Bell System Tech. Rev. v. 34, 1955, s. 739.
4. Foniok F.: Przegląd Telekomunikacyjny Nr 8—9, 1958, s. 277.
5. Fox A. G.: Proc. I.E.E., Part B Suppl. Vol. 104, 1957, s. 371.
6. Galt, Yager, Merrit: Phys. Rev. 93, 1954, s. 1119.
7. Gorter E. W.: Philips Res. Reports 9, 1954.
8. Hogan C. L.: PIRE, October 1956, s. 1345.
9. Hogan C. L.: IRE Trans. Vol. AP-4, 1956, s. 495.
10. Keffer F.: Phys. Rev. 88, 1952, s. 686.
11. Kittel Ch., Abrahams E.: Rev. Mod. Phys. 25, 1953, s. 233.
12. Van Kranendonk J., van Vleck J. W.: Rev. Mod. Phys., v. 30, 1958.
13. Lewandowski S.: Elektryka Nr 14, 1957, s. 3.
14. Liung P. E.: PIRE, Suppl. Vol. 104, 1957, s. 154.

15. Schlömann E.: J. Phys. Chem. Solids v. 6, 1958, s. 242.
16. Schlömann E.: Magnetism and magnetic materials. October 1956. Konferencja bostońska.
17. Suhl H.: PIRE. 1956, October, s. 1270.
18. Van Uitert L. G.: Journ. App. Phys. v. 27, 1956, s. 72; v. 28, 1957, s. 320.
19. Walker L. R.: Phys. Rev. 105, 1957, s. 390.
20. Wangssness R. K.: Phys. Rev. 91, s. 1085, 1953; 93, s. 69, 1954; 95, s. 339, 1954.
21. Van Wieringen J. S.: Phys. Rev. 90, 1953, s. 488.
22. Van Vleck J. H.: Phys. Rev. 78, 266, 1950, 17, 1951, 234—252.

621.396.622.63.

J. KLAMKA

KRZEMOWA DIODA WARSTWOWA Al—Si

Rękopis dostarczono 10. 4. 59.

Podano tu pierwsze wyniki pracy w zakresie krzemowych złącz $p-n$ wykonanych metodą stopowodyfuzyjną na monokryształe krzemu typu n z użyciem pierwiastka akceptorowego — aluminium.

КРЕМНЕВЫЙ СЛОИСТЫЙ ДИОД Al—Si

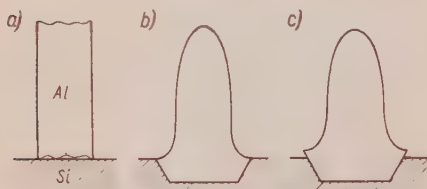
Приведены первые результаты работ в области кремневых соединений типа $p-n$ изготовленных сплавом диффузионным методом на монокристалле кремния типа n при использовании алюминия в качестве акцепторного элемента.

SILICON LAYERED DIODE AL—SI

First results of the work concerned with silicon couplings $p-n$ produced by alloy-diffusion method on silicon monocrystal of n type with applying aluminium as acceptor element are given.

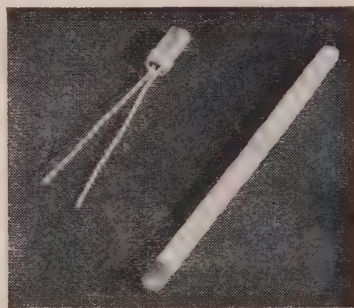
W Zakładzie Elektroniki przeprowadzono wstępne prace nad otrzymywaniem małych złącz $p-n$ na monokryształe krzemu typu n , z których wykonano prototypową serię diod warstwowych.

KOH, aż do otrzymania powierzchni gładkiej i błyszczącej. Po wytrawieniu płytki dokładnie przemywano wodą destylowaną i osuszano.



Rys 1

Złącza $p-n$ zostały wykonane na płytkach kryształu Si o wymiarach $2 \times 2 \times 0,3$ i oporności właściwej $20 \Omega \text{ cm}$. Płytki wycięto za pomocą szybko wirującej tarczy molibdenowej nawilżanej zawiesiną proszku karborundowego w wodzie. Otrzymane płytki szlifowano przy użyciu Al_2O_3 o wysokim stopniu dyspersji, a potem wytrawiano w gotującym się 20%



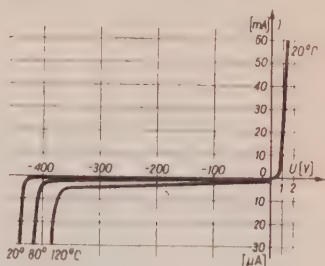
Rys. 2.

Złącza $p-n$ wytwarzano z udziałem pierwiastka akceptorowego — aluminium. W tym celu użyto go w postaci drutu o średnicy 0,5 mm i długości 2 m

Zestaw Al—Si (rys. 1a) umieszczono w formie grafitowej, gdzie pod płytką krzemu układano folię złota z domieszką antymonu (1%), która po wtopieniu Si utworzy niskooporowy kontakt w bazie. Tak przygotowany zestaw umieszczano w piecu próżniowym i ogrzewano do temperatury ca 800°C , a następnie studzono w ciągu pół godziny. Podczas tego procesu wtapiano warstewkę złota do Si oraz otrzymano złącze p - n (rys. 1b). Złącze to trawiono następnie w CP4 lub w mieszaninie kwasów fluorowodorowego i azotowego, o stosunku 1 : 1, a potem kilkakrotnie przemyto w gotującej się wodzie destylowanej i dobrze wysuszone. Kształt złącza p - n po wytrawieniu jest przedstawiony na rys. 1c.

Otrzymane złącza wmontowano w

oprawki (rys. 2) oraz zmierzono ich charakterystyki statyczne przy różnych temperaturach otoczenia (rys. 3).



Rys. 3.

Powierzchnia złącza p - n jest równa ca $0,7 \text{ mm}^2$, prąd wyprostowany diody w przedstawionej oprawce wynosi 100 mA .

621.396.622.63.

J. KLAMKA

DIODY GERMANOWE WIELKIEJ MOCY

Rękopis dostarczono 10. 4. 59.

Przedstawiono tu kilka typów germanowych diod wielkiej mocy oraz podano niektóre właściwości elektryczne.

ГЕРМАНИЕВЫЕ ДИОДЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Описано несколько типов германиевых диодов большой мощности и приведены некоторые их электрические свойства.

GERMANIUM DIODES OF GREAT POWER

Several germanium diode types of great power and their electric properties are presented.

W drugim półroczu 1958 r. opracowano w Zakładzie Elektroniki I.P.P.T.-P.A.N. szereg prototypów germanowych diod wielkiej mocy, a następnie według każdego z tych modeli wykonano serię diod po kilkadziesiąt sztuk, opracowując przy tym technologię ich wykonawstwa seryjnego w skali półtechnicznej. Omawiane diody posiadają złącza p - n wykonane metodą stopowo-dyfuzyjną na płytkach z monokryształu germanu typu n o oporności właściwej $20 \Omega \text{ cm}$, gdzie wtopiono cienkie warstwy indu.

Płytki Ge szlifowano za pomocą pro-

szku Al_2O_3 , a następnie trawiono je w roztworze CP4. Ostateczna grubość płytki wynosiła $0,4 \text{ mm}$.

Na płytce Ge umieszczano krążek indu o grubości $0,5 \text{ mm}$ i średnicy $3 \div 14 \text{ mm}$ w zależności od prądu wyprostowanego złącza p - n ($3 \div 100 \text{ A}$). Pod płytką Ge umieszczano równocześnie miedzianą lub kowarową blaszkę pokrytą stopem Sn-Pb-Bi . Całość zestawiono w formie grafitowej z jednoczesnym oddzielnym przyciskiem indu i płytki Ge od góry, celem wytworzenia równomiernego złącza p - n i kontaktu bazy wzdłuż średnicy

Ge. Formę z zawartością podgrzewano w piecu wodorowym do temperatury ca. 520°C a następnie chłodzono. Trawienie złącz p - n wykonywano elektrolitycznie w 18% roztworze wodnym KOH.

chłodzone. Diody posiadające oprawkę w postaci śruby należy wkręcić do miedzianej blachy chłodzącej o powierzchni $50 \div 100 \text{ cm}^2$ i grubości 1 mm.

Diody z radiatorami wymagają chł-

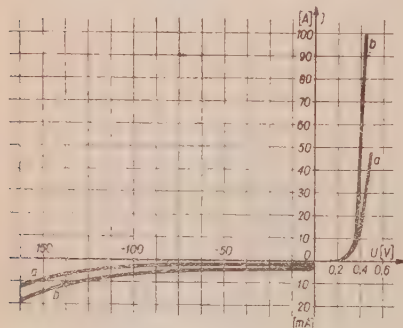


Rys. 1.

Na rys. 1 przedstawiono szereg diod mocy o różnym prądzie wyprostowanym. Wartości średnie tego prądu począwszy od najmniejszej diody są następujące: 0,3; 1; 3; 5; 10; 40; 70; 100; 100A. Napięcia wsteczne odpowiadające powyższym

dziennia s.rumieniem powietrza o szybkości 10 m/sec. Ostatnia zaś dioda jest chłodzona wodą, której przepływ przy nominalnym prądzie wyprostowanym wynosi 2 l/min.

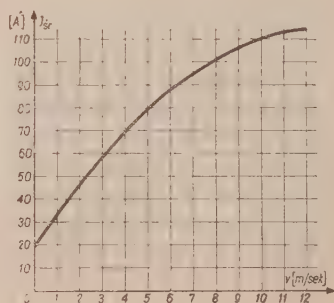
Charakterystyki statyczne dla diody 70 A (a) i 100 A (b) przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2.

diodom wynoszą odpowiednio 400 do 150V.

Wszystkie diody, z wyjątkiem dwóch pierwszych, muszą być odpowiednio



Rys. 3.

Zależności prądu wyprostowanego diody (100A) od szybkości przepływu powietrza dla różnych gęstości prądu w złączu p - n podano na wykresie na rys. 3.

ERRATA

Zeszyt 1 — Tom VIII — 1959

Str.	Wiersz		Jest	Powinno być
	od dołu	od góry		
16	10		S', T	S', T'
22	5		HV'	H'_1
23		1	K'	K
25	18		$H2V$	$H/2V$
26		19	całki $K \cdot dl$	całki $\int K \cdot dl$
27	rys. 10			3 kolejne rysunki powinny być oznaczone literami β, γ, δ
30	8		$9a$	$9a$
34	3		$q <$	$q >$

Od Redakcji

SPROSTOWANIE

do zeszytu 1/59 Archiwum Elektrotechniki

Wskutek zmiany numeracji w wykazie literatury do artykułów prof. Jakubowskiego i prof. Konorskiego na str. 12 do 33 w powołaniach na ten wykaz błędnie zostały podane numery pozycji, a mianowicie:

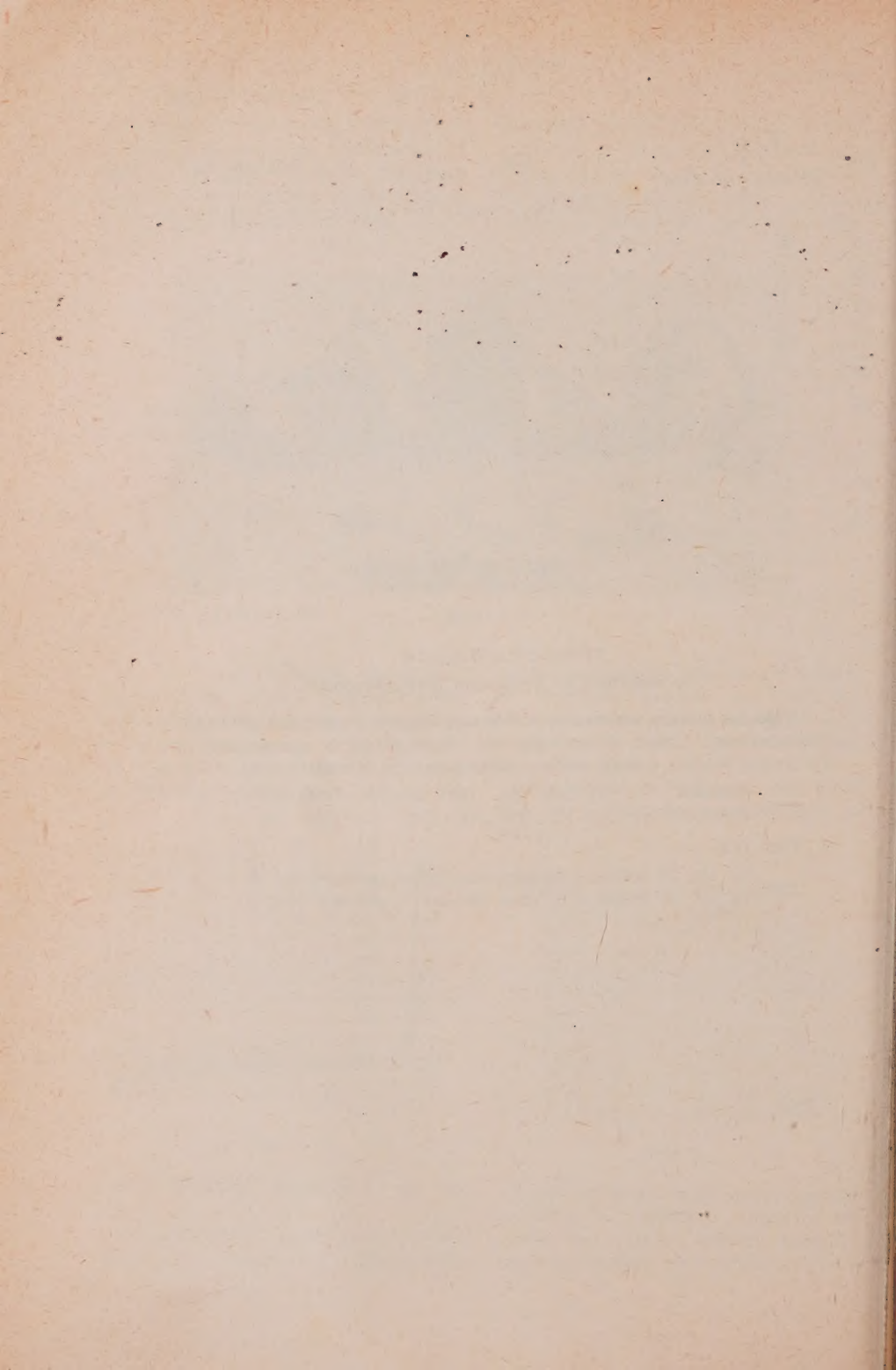
Zamiast [1] [4] [6] [7] [9] [10] [13] [15]

Powinno być [5] [8] [10] [11] [12] [1] [15] [4]

Poza tym

na str. 24 wiersz 4 od góry zamiast 10 powinno być 11

na str. 26 wiersz 4 od dołu zamiast 2 powinno być 3



WYTYCZNE DLA AUTORÓW

Komitet Redakcyjny prosi autorów o ułatwienie prac redakcyjnych związanych z przygotowaniem do druku nadesłanych artykułów przez przestrzeganie podanych wytycznych przy przygotowaniu maszynopisu:

1. Prace powinny być napisane pismem maszynowym, na pojedynczych arkuszach formatu A4, jednostronnie, z interlinią (co drugi wiersz), z marginesem 3 cm z lewej strony. Stronice numerowane. Artykuły należy nadsyłać w dwóch egzemplarzach.
2. Wzory i oznaczenia należy wpisywać ręcznie, czytelnie, używając jedynie liter łacińskich i greckich. Wskaźniki niżej liter i wykładniki potęg pisać należy szczególnie dokładnie i wyraźnie.
3. Każda praca powinna być zaopatrzona w krótkie streszczenie (analizę) w języku polskim do 25 wierszy maszynopisu oraz obszerniejsze streszczenia (do 20% objętości artykułu) w języku rosyjskim oraz angielskim, francuskim lub niemieckim. W razie niemożności nadesłania streszczenia w języku obcym autor dostarcza odpowiednie streszczenie w języku polskim w trzech egz. z jednoczesnym wpisaniem, o ile możliwości, terminologii w języku rosyjskim oraz w innym języku obcym.
4. Rysunki, wykresy i fotografie należy wykonywać na oddzielnych arkuszach z podaniem kolejnych numerów rysunków. W tekście i na marginesie, obok właściwego tekstu, należy podać jedynie odpowiadający numer rysunku. Ostateczne wykonanie rysunków obowiązuje Redakcję.
5. Wszystkie rysunki, wykresy i fotografie należy nazywać w tekście rysunkami (skrót: rys.) i nie używać określeń, jak figura, szkic, fotografia. U samego dołu rysunku (a przy fotografiach — na odwrocie) należy wpisać czytelnie numer rysunku, napis pod rysunkiem, tytuł pracy i nazwisko autora.
6. Wszystkie tablice (unikać zbyt dużych) podobnie jak rysunki należy wykonywać na oddzielnych arkuszach i numerować kolejno liczbami arabskimi. U góry każdej tablicy podać tytuł (napis) objaśniający.
7. Po zakończeniu artykułu należy podać wykaz literatury, wymieniając w następującej kolejności: nazwisko autora i pierwsze litery imion, pełny tytuł dzieła lub artykułu, tytuł czasopisma, tom, numer zeszytu, rok i miejsce wydania oraz ewentualnie numer strony. Pozycje powinny być ponumerowane w kolejności alfabetycznej autorów; w tekście — powołania na numer pozycji w nawiasie kwadratowym, np. [3].
8. Autorowi przysługuje bezpłatnie 25 egzemplarzy odbitek pracy. Dodatkowe egzemplarze autor może zamówić w redakcji na własny koszt przy przesyłaniu korekty swej pracy.

U w a g a: Autora obowiązuje korekta autorska, którą należy zwracać w ciągu 3 dni pod adresem: Redakcja „Archiwum Elektrotechniki“, Warszawa, Koszykowa 75, Politechnika, Gmach Elektrotechniki, Zakład Elektroniki PAN. tel. 8.32.04. Redakcja czynna w poniedziałki, środy i piątki

WARUNKI PRENUMERATY

Cena w prenumeracie zł 120,— rocznie, zł 60,— półrocznie. Zamówienia i wpłaty przyjmują:

1. Przedsiębiorstwo Upowszechnienia Prasy i Książki „RUCH“, Poznań, ul. Zwierzyniecka 9, Konto PKO nr 122-6-211.831;

2. Urzędy pocztowe.

Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę 40% drożej. Zamówienia dla zagranicy przyjmuje Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „RUCH“, Warszawa, ul. Wilcza 46. Konto PKO nr 1-6-100.024.

Bieżące numery do nabycia w niżej podanych placówkach „RUCHU“, w księgarniach naukowych „Domu Książki“ i we Wzorcowni PWN.

Informacji w sprawie sprzedaży egzemplarzy z poprzedniego roku udziela Centrala Kolportażu „RUCH“, Dział Handlowy, Warszawa, ul. Srebrna 12.

PLACÓWKI „RUCHU”

Warszawa, ul. Nowopiękna 3
 Warszawa, Nowy Świat 72, Pałac Staszica
 Warszawa, ul. Wiejska 14
 Białystok, Lipowa 1
 Bielsko Białe, ul. Lenina 7, sklep nr 1
 Bydgoszcz, ul. Armii Czerwonej 2
 Bytom, Pl. Kościuszki, sklep nr 39.
 Chorzów, ul. Wolności 54
 Ciechocinek, kiosk nr 4, „Pod Grzybkiem“
 Częstochowa, II Aleja 26
 Gdańsk, ul. Długa 33/34
 Gdynia, ul. Świętojańska 27
 Gliwice, ul. Zwycięstwa 47
 Gniezno, ul. Mieczysława 31
 Grudziądz, ul. Mickiewicza, sklep nr 5
 Inowrocław, ul. Marchlewskiego 3
 Jelenia Góra, ul. 1 Maja 1
 Kalisz, ul. Śródmiejska 3
 Katowice Zach., ul. 3 Maja 28
 Kielce, ul. Sienkiewicza 22
 Koszalin, ul. Zwycięstwa 38
 Kraków, Rynek Główny 32
 Krynica, Stary Dom Zdrojowy
 Lublin, Krakowskie Przedmieście 29
 (obok hotelu „Europa”)
 Łódź, ul. Piotrkowska 200

Nowy Sącz, ul. Jagiellońska 10
 Olsztyn, Pl. Wolności, kiosk
 Opole, Rynek, sklep nr 76
 Ostrów Wlkp., ul. Partyzancka 1
 Płock, ul. Tumską, kiosk nr 270
 Poznań, ul. Dzierżyńskiego 1
 Poznań, ul. Głogowska 66
 Poznań, ul. 27 Grudnia 4
 Przemyśl, Pl. Konstytucji 9
 Radom, ul. Moniuszki 5
 Rzeszów, ul. Kościuszki 5
 Sopot, ul. Monte Cassino 32
 Sosnowiec, ul. Czerwonego Zagłębia,
 kiosk nr 18 (obok dworca kolejowego)
 Szczecin, Al. Piastów, róg Jagiellońskiej
 Toruń, Rynek Staromiejski 9
 Wałbrzych, ul. Wysockiego, obok pl.
 Grunwaldzkiego
 Włocławek, Pl. Wolności, róg ul. 3 Maja
 Wrocław, Pl. Kościuszki, kiosk nr 9
 Zabrze, Pl. 24 Stycznia, punkt nr 50
 Zakopane, ul. Krupówki 51
 Zielona Góra, Świerczewskiego 38

KSIĘGARNIE NAUKOWE „DOMU KSIĄŻKI”

Warszawa, ul. Krakowskie Przedmieście 7
 Kraków, ul. Podwałe 6
 Wrocław, Rynek 60

Łódź, ul. Piotrkowska 102
 Poznań, ul. Armii Czerwonej 69

OŚRODEK ROZPOWSZECZNIANIA WYDAWNICTW NAUKOWYCH PAN

Warszawa, Pałac Kultury i Nauki (Wzorcownia) „
 Wzorcownia PWN. Warszawa, ul. Miodowa 10